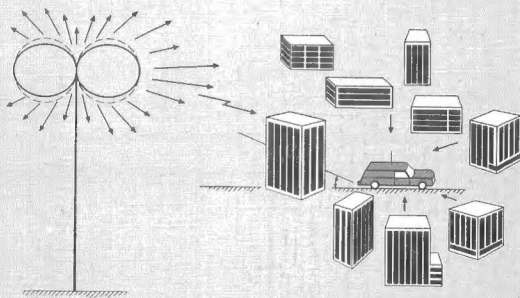


المركز العربي  
للترجمة والنشر



المجلة العربية  
للترجمة والنشر

# الاتصالات الراديوية المتنقلة أسس التصميم



مراجعة وتدقيق  
المهندس أحمد مرسى نفاخ

ترجمة  
الدكتور المهندس  
زياد سيد سليمان

1993

دمشق - ج. ع. س.





الاتصالات الراديوية المتنقلة  
أسس التصميم



﴿ قل هل يستوي الذين يعلمون والذين لا يعلمون ﴾

# الاتصالات الراديوية المنقلة أسس التصميم

وليم . لي

مراجعة وتدقيق  
المهندس أحمد مرسى نفاخ

ترجمة  
الدكتور المهندس  
زياد سيد سليمان

# Mobile Communications Design Fundamentals

William C. Y. Lee

هذا الكتاب هو ترجمة للأصل الانكليزي المبدون اعلاء ياذن رسمي من الناشر صاحب الحق :  
JOHN WILEY & SONS, INC.

حقوق الترجمة العربية هي للمركز العربي للتعريب والترجمة والتأليف والنشر - دمشق - ص.ب: 3752

Arabic copyright © 1993 by Arab Center for Arabization, Translation. Authorship  
& Publication (ACATAP branch of ALECSO), P.O.Box 3752, Damascus /SYRIA.

Original English second edition Copyright © 1993 by JOHN WILEY & SONS, INC.  
All Rights are reserved.

Published in Arabic by Agreement with the original publisher.

الاتصالات الراديوية المتقلة - أسس التصميم  
المؤرجم : الدكتور المهندس زياد ميد سليمان  
المركز العربي للتعريب والترجمة والتأليف والنشر بدمشق.  
دمشق - ص.ب: 3752 ج.ع.س .  
ع 1/11/1993/

التنظيم والاندراج : قسم التوثيق والنشر في المركز العربي للتعريب بدمشق.  
بلاكات وتنفيذ : يوسف أيوبية - دمشق - هاتف 3338927-3332586

## تقديم

يصدر المركز العربي للتعريب والترجمة والنشر - وبفخر واعتزاز الترجمة العربية لكتاب "أسس تصميم الاتصالات الراديوية المتنقلة" الطبعة الثانية - عام 1993 لمؤلفه الاستاذ الدكتور وليام سي - واي - لي أحد العلماء البارزين في هذا الاختصاص من هندسة الاتصالات ، وهذا النوع من الاتصالات المتنقلة والمسمى الاتصالات الخلوية هو الآن المشروع الهام الذي توليه مجموعة الدول الأوروبية أهمية كبيرة ، اذ ستوحد شبكات هذا النوع من الاتصالات وتتكامل لتشمل دول أوروبا بدءاً من الدول الاسكندنافية شمالاً وحتى البرتغال جنوباً .

ويضم الكتاب أحد عشر فصلاً :

الفصل الأول : وهو بعنوان "بيئة الراديو المتنقل" وفيه يشرح المؤلف الاشارات الراديوية وطرائق تمثيلها وخسارة مسار الانتشار ومسبباتها والخفوت السريع والبطيء ومسبباتهما وتصنيف القنوات وأثر الطقس وتعريف المصطلحات واستعمالاتها .

الفصل الثاني : وفيه يشرح المؤلف التنبؤ بخسارة الانتشار وفلسفته وكيفية الحصول على معطيات الانتشار المفيدة من القياسات وتنبؤ الانتشار فوق أرض منبسطة ثم خسارة الانتشار فوق أرض هضبية ويتعرض الفصل الى نموذج التنبؤ للخلية الصغيرة Micro Cell .

الفصل الثالث : ويعالج الخفوتات وحساباتها وطرائق تقليلها ويستعرض الخفوت المطالي والتعديل الطوري والتعديل الترددي PM و FM والخفوت الانتقائي والتعديل الترددي العشوائي . كما يشرح طرائق التنوع Diversity وتقنيات جمع فروع التنوع، ومعدل خطأ البتات ومعدل خطأ الكلمات في بيئة خفوت وحساب شدة الإشارة فوق سوية معينة لوحدة متنقلة مستقرة في الخلية والتعديل وحيد الجانب SSB .

الفصل الرابع : ويعالج موضوع التداخل في الاتصالات الراديوية المتنقلة ويتطرق المؤلف الى موضوع تداخل القناة المشتركة والقناة المجاورة وموضوع التعديل البيسي I.M. وموضوع النواثر المحلية وأقطارها وأثرها على الاتصال والمواضيع الأخرى ذات الصلة.

الفصل الخامس : ويشرح خطط الترددات وغطايتها المرافقة ويبحث موضوع تعدد القنوات بالتقسيم الترددي والتقسيم الزمني ونشر الطيف والقفز الترددي وإعادة استعمال الردد .

الفصل السادس والسابع : يبحث المؤلف في هذين الفصلين معلومات التصميم وعناصره الأساسية مثل مواقع الهوائيات والمباعدة بينها وضحيح المحيط وسوى ذلك.

الفصل الثامن : ويعالج موضوع التشوير وبلوغ القناة ومعايير تصميم التشوير وتخصيص القنوات وسعة التبديل .

الفصل التاسع : ويبحث تقنية تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري) في النظام الخلوي CDMA ولماذا نستخدمها ويتطرق الى العناصر الرئيسة في التصميم الخلوي وإلى تقنيات النشر في التعديل .

الفصل العاشر : ويشرح أنظمة الخلايا الصغيرة Micro Cell وأنواعها وسعاتها وجودة الصوت فيها .

الفصل الحادي عشر : ويستعرض نظم الاتصالات المختلفة ذات العلاقة كعدمية الاتصالات الشخصية P.C.S. ونظم الهاتف المحمول والاتصالات من الجو الى الأرض ونظام الاتصالات المتنقلة الأرضية بواسطة السوائل (التوابع الصناعية) .

من خلال فصول هذا الكتاب يتبين لكل مختص شمولية ودقة وسلاسة هذا الموضوع وأهميته بالنسبة لاقطار الوطن العربي بخاصة .

وللاستاذ وليم لي مؤلفات عدة بهذا الموضوع ، إلا أن المركز العربي للتعريب اختار هذا الكتاب الحديث لأنه تطبيق عملي واستخدام مباشر للرياضيات ونظريات الاحتمالات والتوزيعات الرياضية بأسلوب شيق.



إن أكثر من نصف محتويات هذا الكتاب جاء من أبحاث المؤلف نفسه .

إن هذا الكتاب يضع بين أيدي المصممين والباحثين وطلاب الدراسات العليا في هندسة الاتصالات أحدث ماتم التوصل اليه في هذا الموضوع الشيق ذي التطبيق المباشر الحقل ، يمكن استخدام الكتاب ككتاب منهجي لطلاب الدراسات العليا ، ومرجع للمهندسي ومصممي نظم هذا النوع من الاتصالات الراديوية .

وقد عهدنا ترجمة هذا الكتاب ومراجعته وتدقيقه الى اثنين من كبار الممارسين والمتمرسين في علوم الاتصالات وهما : السيد اللواء الدكتور المهندس زياد سيد سليمان ، والاستاذ المهندس أحمد مرسي التفاح . فاليهما الشكر والتقدير والعرفان على الجهود المبذولة من كل منهما ترجمة ومراجعة وتدقيقاً وتعريباً واختياراً أمثل للمصطلحات العلمية العربية وإضافة ثبت لهذه المصطلحات في نهاية الكتاب .

كما يتوجه المركز العربي للتعريب والترجمة والتأليف والنشر بالشكر الى كل من الاستاذ ماهر أبو الذهب ودار النشر الامريكية جون وايلي للسعي والسماح لنا باذن خطي بترجمة هذا الكتاب الى اللغة العربية .

إن هذا الكتاب يضيف لبنة جديدة ورائدة الى مكتبتنا العربية ويؤدها بأحدث ماتوصلت اليه علوم الاتصالات الراديوية المتنقلة حتى الآن .

والله نسأله أن يوفق جميع المخلصين والمهتمين في تعريب العلوم والتقانات والتقنيات الحديثة وخاصة في مجالات التعليم العالي الجامعي الى ما فيه خير هذه الأمة فهو الموفق وهو من وراء القصد .

الأستاذ الدكتور المهندس **أحمد مرسي**

مدير المركز العربي  
للتعريب والترجمة والتأليف والنشر



## مقدمة

منذ قرن من الزمان فشل الكسندر جراهام بيل بالحصول على التمويل اللازم لإنتاج إحصاره الجديد ألا وهو الهاتف طرقيه الاتصالات على الرغم من دهشة زوار معرض أوتاريو آنذاك بهذا الإحصار ، حتى أن امراطور الورايل صاح من دهشته قائلاً "ياإلهي إنه يتكلم" . وخلال قرن لم يكف المستثمرون بمخدمات الهاتف البسيطة بل ازدادت طلباتهم واحتياجاتهم لإمكانيات اضافية كبيرة لم تتوقف عند حد ، ومنها تحرر جهاز الهاتف من ثبات مكانه على جدار المكتب أو البيت حيث يتصل مع سلكي دارته وقد ذلك على مراحل فشأ أولاً نظام الاستدعاء وهو نظام النداء الشخصي الانتقائي باتجاه واحد أي باتجاه المطلوب ، وقد تطور هذا النظام ليحمل رسالة محددة جداً بأرقام وحروف ضمن فترة ارسال 20 ثوان فقط لاستدلال المطلوب، ولما كانت هذه الإمكانيات لا تلبي الحاجات المتزايدة للمستثمرين فقد نشأ نظام النقاط الهاتفية الذي يؤمن الاتصال باتجاهين ضمن منطقة محددة جداً لامتددي مفات الأتار عن طريق مبدلة فرعية خاصة وكان من سيئات هذا النظام كبر حجم الأجهزة الانتهاية وثقل وزنها ولما حلت هذه المعضلة تطور هذا النظام الى الهاتف اللاسلكي حيث ازدادت سعة المبدلة (محطة القاعدة) الى 40 قناة راديوية تتقي القناة الراديوية الحالية من التداخل لتخصص للمشرك الطالب ويمكن تبديلها إذا إحصارها تداخل قوي ، غير أن الطالب يجب أن يتواجد ضمن منطقة عمل محطة القاعدة لهذا - يتم التحرر كلياً من مكانية الجهاز الهاتفي ، وفي خطوة التطور التالية نشأ نظام الهاتف الخلوي الذي يؤمن الاتصال بالاتجاهين في مناطق عمل واسعة تزداد اتساعاً حتى لتشتمل قارة بأكملها مثل نظام المجموعة الخاصة المتنقلة GSM الذي سيعم القارة الأوربية ، ويتواجد من هذا النظام عدة أنظمة عاملة في العلم وقد ساعدت التقنيات الحديثة لأن يكون وزن الجهاز وحجمه وكلفته كلها معقولة ومقبولة جداً. يؤمن هذا النظام الاتصال ببعدين حتى الآن ويتنظر ادخال البعد الثالث (الارتفاع) في القريب العاجل بعد السيطرة الكاملة على جميع مشاكل الاتصالات الأرضية .

يبحث هذا الكتاب في أسس تصميم الاتصالات الراديوية المتنقلة والعوامل الأكثر أهمية التي تؤثر على سوا الاتصالات من توصيف للأقنية الراديوية التناثرية والخاتفة وطرائق تقليلها وحساب القدرات اللازمة لتأمين الاتصالات في مختلف البيئات وتأثير التداخل على تصميم النظام والاستخدام الأمثل للطيف الراددي ، وقد بين ذلك رياضياً وتجريبياً وقورنت النتائج التحريمية مع الحلول الرياضية ووضحت الفوارق إن وجدت .

سيكون هذا الكتاب أحد المراجع العربية القليلة جداً في هذا المضمار وسيحتاجه المهندسون الدارسون لمثل هذه النظم والمصممون والموصفون لها إذا ما أريد ادخالها في الأقطار العربية . إضافة لهذا فإن مافيه من معلومات حول التقنيات الواجب توفرها في النظم العاملة لحل مشاكل الاتصالات المتقلة تفي معلومات المهتمين في مجال الاتصالات وتوسعها بصورة عامة .

أودّ أن أذكر بمزيد من الشكر والعرفان الذين ساهموا باخراج هذا الكتاب الى حيز الوجود بشكله الحالي وهم :

- المركز العربي للتعريب والترجمة والتأليف والنشر حيث قدم جميع التسهيلات الممكنة لاصدار الكتاب وتابع طباعته وتنقيحه وأشرف على اصداره .
- الدكتور المهندس أحمد عمر يوسف مدير المركز الذي تابع اصدار الكتاب بخطوة فخطوة وكان المرجع الفصل في كل ما اختلف فيه .
- المهندس أحمد مرسى نفاخ الذي قام مشكوراً بتدقيق الترجمة علمياً ولغوياً وصحح كثيراً من المصطلحات الواردة فيه وراعى بذلك المصطلحات والتعابير السائدة في معظم الأقطار العربية معتمداً الاسناد العربي الصحيح والاشتقاق الفصيح مستعيناً بمنبرته الواسعة في هذا المجال .
- وكثير من العاملين في المركز ممن تضيق هذه المساحة عن ذكر أسمائهم ، والله ولي التوفيق .

المرجع

د . م . زياد السيد سليمان

١.

## 1- محيط الاشارات الراديوية المتنقلة

- 1 - 1 تمثيل الاشارة الراديوية المتنقلة
- 1 - 2 أسباب الخسارة في الانتشار
- 1 - 3 أسباب الخفوت
- 1 - 4 مبدأ التماكسية
- 1 - 5 تعريف بالمصطلحات الضرورية وتطبيقاتها



## 1-1 تمثيل الإشارة الراديوية المتقلة

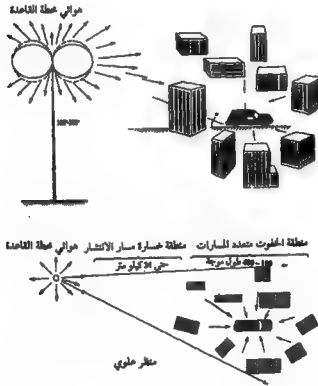
إن الإشارة الراديوية المتقلة الموصوفة في هذا الكتاب هي بشكل رئيس الإشارة الأرضية المتقلة. وبما أن الوسط الراديوي الأرضي المتقل وحيد ومعقد فإن كثيراً من البحوث قد كرس لهذا المجال. ولكي نستطيع بناء نموذج نظري للإشارة الراديوية المتقلة دعنا نحاول أولاً فهم محيط الإشارة الراديوية المتقلة.

### 1-1-1 وصف محيط الإشارة الراديوية المتقلة

تأثر آلية انتشار الأمواج مباشرة بأطوال أمواج الترددات المنتشرة، وفي المناطق المعمورة تمجد مباني ومنازل باتساع من 18 إلى 30 م وارتفاع من 12 إلى 30 م في المناطق السكنية وتمجد مباني أكثر ضخامة وناطحات سحب في المدن الكبيرة. إذا كانت حجوم تلك المباني والمنازل مكافئة لعدة أمثال من طول موجة التردد المنتشر فإنها تصبح نواثر طبيعية تخلق أمواجاً منعكسة لذلك التردد. لهذا فإن محيط الإشارة الراديوية المتقلة المعالجة في هذا الكتاب تفترض أن جميع المباني والمنازل هي نواثر طبيعية ما دام ارتفاع الهوائي في المحطة المتقلة أقل بكثير من ارتفاع المباني والمنازل. عند أخذ هذه الشروط بعين الاعتبار فإن التردد المنتشر يجب أن يكون أعلى من 30 م. هـ ويشكل انتشاراً متعدد المسارات، إذن فمبدأ التردد في محيط الإشارة الراديوية المتقلة متعددة المسارات هو 30 م. هـ فأعلى. يكون طول الوصلة بين محطة القاعدة والمحطة المتقلة عادة أقل من 24 كم، لذا فإن الأفق الراديوي (الخسارة الناتجة عن كروية الأرض) لا يؤخذ بعين الاعتبار. عندما تأتي إشارة التداخل من مسافة أكثر من 24 كم فإن الأفق الراديوي يضاف إلى خسارة المسار وتصبح إشارة التداخل الفعالة أضعف. يساعد تكرور الأرض الطبيعي في تقليل التداخل ويصبح تصميم نظام يتعامل مع التداخل بعيد المدى أسهل.

يكون ارتفاع هوائي محطة القاعدة في محيط الإشارة الراديوية المتقلة عادة بين 30 و 91 متراً في المناطق السكنية والمدن الصغيرة وأعلى من ذلك في المدن الكبيرة. ويكون ارتفاع هوائي المحطة المتقلة حوالي 3 م. كما يكون محيط هوائي محطة القاعدة عادة خالياً من النواثر، بينما يكون هوائي المحطة المتقلة مغروساً بينها. تتحدد خسارة مسار الانتشار الكلي وفقاً لطبيعة التضاريس والمحيط الصناعي الذي يقع على مسار الاتصال بين محطة القاعدة والمحطة المتقلة.

من خلال وصف هذا المحيط نستطيع أن نتخيل أن الجانب المتنقل سوف يستقبل أمواجاً منعكسة كثيرة وموجة واحدة مباشرة . تستقبل الأمواج المنعكسة عند الجانب المتنقل من زوايا مختلفة من جميع الجهات على حد سواء وعلى مدار  $360^\circ$  كما هو مبين في الشكل 1-1 . كثيراً ما تتواجد موجة مباشرة تستقبل اشارتها القوية نسبياً ، وعلى كل حال لا يمكن تصميم نظام الاتصال المتنقل على أساس هذه الحالة من التفاؤل ولكن يبنى على أساس موجة ضعيفة غير مباشرة تحدث في حواف منطقة التداخل . ينتج عن الأمواج المنعكسة المستقبلية عند المحطة المتنقلة إشارة عاكسة متعددة المسارات . تدعى الحالة الموصوفة هذه بالنموذج الاحصائي لرايلي . ستوضح الحالات الاحصائية لرايليان ورايلي في الفقرتين 2-5-1 و 3-5-1 .



الشكل 1-1 وصف محيط الإشارة الراديوية المتنقلة



## 2-1-1 تمثيل شدة الحقل

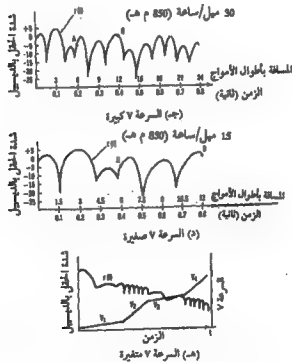
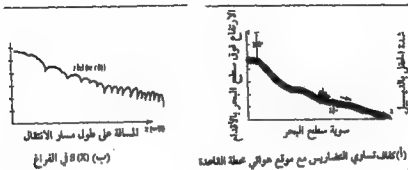
تمثل شدة حقل الإشارة كدالة للمسافة في الفراغ في الاحداثيات الفراغية أو كدالة للزمن في إحداثيات الزمن. عندما يتحدد ارتفاع هوائي إرسال محطة القاعدة (الشكل 2-1 أ) تتحدد معه شدة الحقل كما هو موضح في الشكل 2-1 ب (أي شكل الموجة  $r(x)$  للإشارة المستقبلية  $s(x)$  في اتجاه المحور  $x$  في الفراغ). تقاس شدة الحقل في كل نقطة على طول المحور  $x$  بواسطة مستقبل متنقل له هوائي بارتفاع محدد فوق سطح الأرض حوالي 3 م (10 قدم). تري شدة حقل الإشارة المستقبلية على طول المحور  $x$  تغيرات حادة عندما تكون المحطة المتنقلة بعيدة عن محطة القاعدة. تدرس شدات الحقول  $r(x)$  إما من خلال المواقع الجغرافية أو من خلال المعدل الوسطي لأطوال من معطيات شدة الحقول للحصول على ما يسمى الوسطي المحلي عند كل نقطة (انظر الفقرة 1-3-1). يجب بقاء سرعة المحطة المتنقلة (V) ثابتة طيلة فترة قياس المعطيات. طالما بقيت السرعة ثابتة فإن محور الزمن ( $t = x/V$ ) يمكن قلبه إلى محور بعدي. يبين الشكلان 2-1 ح و 2-1 د شلتي الحقل  $r_1(t)$  و  $r_2(t)$  بالسرعتين 48 و 24 كم / سا (30 و 15 ميلاً/ساعة) على التوالي. واضح من الشكلين أن تغيرات  $r_2(t)$  في الشكل 2-1 ح أسرع بكثير من  $r_1(t)$  في الشكل 2-1 د. وعلى كل يمكن للاشارتين أن تقارنا بنفس المحور البعدي المبين في الشكلين.

إذا لم نحافظ المحطة المتنقلة على سرعة ثابتة خلال استقبال الإشارة عندئذ يجب تسجيل المعلومات عن تغير السرعة مع الزمن. يبين الشكل 2-1 هـ شدة الحقل مع سرعات مختلفة. يجب تحويل شدة حقل الإشارة  $r(t)$  من الشكل 2-1 هـ إلى الشكل 2-1 ب قبل معالجة المعطيات.

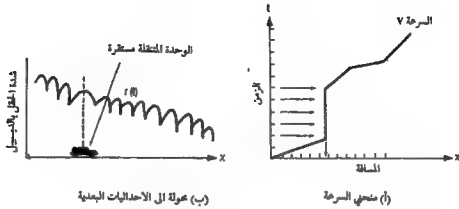
تدعى هذه العملية بتحويل الموازنة للسرعة، يبين الشكل 1-3-3 تقنية هذه العملية. ترقم المعطيات في الاحداثيات الزمنية على فترات متساوية، يستخدم منحني السرعة في الشكل 1-3 أ لتحويل نقاط المعطيات من الاحداثيات الزمنية إلى الاحداثيات البعدية (شكل 1-3 ب).

هناك طريقة أخرى لتحويل شدات الحقل من الاحداثيات الزمنية إلى الاحداثيات البعدية وذلك عن طريق تزامن سرعة عجلات العربة مع سرعة تسجيل شدة الحقل، لا تحتاج هذه الطريقة إلى عملية تحويل الموازنة للسرعة. ويعتبر كلا

التمثيلين لشدة الحقل مفيدتين. يستخدم التمثيل  $r(t)$  في الاحداثيات الزمنية لدراسة ظاهرة الخفوت وتستخدم التمثيل  $r(x)$  في الاحداثيات البعدية لانشاء منحنيات خسارة مسار الانتشار.



الشكل 2-1 خصائص شدة المجال



### الشكل 3-1 تحويل الموجة للسرعة

#### 3-1-1 تمثيل الإشارة الراديوية المتحركة

تستقبل الإشارة الراديوية عندما تكون المحطة المتحركة في حالة حركة. وفي هذه الحالة تراقب شدة حقل الإشارة المستقبلية (وتدعى أيضاً الإشارة الخافتة) بالنسبة للزمن  $t$  أو البعد  $x$  كما هو مبين في الشكل 2-1. عندما يرتفع التردد العامل تزداد حدة خفوت الإشارة.

يقبل متوسط سوية الإشارة الخافتة  $f(x)$  أو  $f(t)$  عندما تبعد المحطة المتحركة عن مرسل محطة القاعدة، سوف يعرف متوسط سوية الإشارة الخافتة فيها بعد. يدعى انخفاض متوسط سوية الإشارة بخسارة مسار الانتشار.

#### 2-1 أسباب الخسارة في الانتشار

تتعلق خسارة مسار الانتشار في الفراغ الحر بالتردد  $f$  والمسافة  $d$  فقط وفق العلاقة المبينة في المعادلة 1-2-1.

$$\frac{P_{or}}{P_i} = \frac{1}{(4\pi f d / c)^2} = \frac{1}{\left(4\pi \frac{d}{\lambda}\right)^2} \quad 1-2-1$$

حيث  $c$  هو سرعة الضوء و  $\lambda$  هو طول الموجة و  $P_i$  هو القدرة المرسلة و  $P_{or}$  هو القدرة الملتقطة في الفراغ الحر. وكما هو مبين في المعادلة 1-2-1 فإن الفرق بين قدرتي إشارتين  $\Delta P$  مستقبليتين من مسافتين مختلفتين يصبح كما يلي:

$$A_p = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{ar2}}{P_{ar1}} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{d_1}{d_2} \right) \text{ (dB)} \quad 2-2-1$$

فإذا كانت المسافة  $d_2$  ضعف المسافة  $d_1$  كان الفرق بين قدرتي الاشارتين المستقبلتين هو:

$$\Delta P = 20 \log_{10} (0.5) = -6 \text{ dB}$$

لهذا فإن خسارة مسار الانتشار هي 6 ديسيبل / الضعف أو 20 ديسيبل / العقد. الضعف يعني ضعف المسافة والعقد يعني 10 أمثال المسافة. إن 20 ديسيبل / العقد تعني خسارة مسار انتشار مقدارها 20 ديسيبل عندما تزداد المسافة من 3 كم إلى 30 كم.  
مثال 1-1: كم ستكون  $y$  بالديسيبل / الضعف عندما نحول إلى  $x$  بالديسيبل / العقد؟

$$y = x \cdot \log_{10} 2 \quad 3-2-1$$

إذا كانت  $y = 6$  ديسيبل / الضعف فإن  $x = 20$  ديسيبل / العقد.  
لقد أوضحنا سابقاً في محيط الإشارة الراديوية المتقلة أن خسارة مسار الانتشار لا تتعلق بالتردد والمسافة فقط، بل وبارتفاع الهوائي في كل من محطتي القاعدة والمتقلة وبشكل التضاريس وبالمحيط الصنعي أيضاً. هذه العوامل الإضافية تجعل التنبؤ عن خسارة مسار انتشار الاشارات الراديوية المتقلة أكثر صعوبة. وسوف نتعرض إلى التنبؤ عن خسارة الانتشار في الفصل الثاني.

### 3-1 أسباب الخفوت

أن شدة الإشارة  $r(t)$  أو  $r(x)$  الميئة في الشكل 1-2 ب هي السوية الحقيقية للإشارة المستقبلية بالديسيبل. وباستخدام معارفنا عن أسباب خفوت الاشارة في الدراسات السابقة، يمكننا تقسيم الاشارة المستقبلية  $r(t)$  عملياً إلى قسمين وفق أسباب الخفوت: الخفوت طويل الأجل  $m(t)$  والخفوت قصير الأجل  $r_0(t)$  على الشكل الآتي:

$$r(t) = m(t) \cdot r_0(t) \quad 1-3-1$$

$$r(x) = m(x) \cdot r_0(x) \quad \text{أو} \quad 2-3-1'$$

### 1-3-1 الخفوت طويل الأجل ( $m(t)$ أو $m(x)$ )

الخفوت طويل الأجل هو متوسط أو غلاف الإشارة الخافتة وهو مبين في المنحني المنقط في الشكل 1-4، ويدعى أيضاً المتوسط المحلي لأن كل قيمة على طول الخفوت طويل الأجل تقابل المعدل المتوسط لشدة الحقل عند كل نقطة محلية. يمكن أن يعبر عن المتوسط المحلي المقدّر  $m(x_1)$  عند النقطة  $x_1$  على المحور  $x$  رياضياً بالمعادلة:

$$m(x) = \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r(x) dx = \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} m(x) r_0(x) dx \quad 3-3-1$$

بافتراض أن  $m(x_1)$  هو المتوسط المحلي الحقيقي، فعند النقطة  $x_1$  في الشكل 1-4 يكون:

$$m(x = x_1) = m(x = x_2) \quad x_1 - L < x < x_1 + L \quad 4-3-1$$

عندما يتم اختيار الطول  $L$  بشكل مناسب فإن المعادلة 3-3-1 تصبح كما يلي:

$$m(x_1) = m(x_1) \cdot \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r_0(x) dx \quad 5-3-1$$

لكي تتقارب  $m(x_1)$  من  $m(x_1)$  في المعادلة 5-3-1 يجب أن تتحقق العلاقة

$$\frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r_0(x) dx \rightarrow 1 \quad \text{التالية:} \quad 6-3-1$$

يتحدد الطول  $L$  بعد الفهم الكامل للخصائص الاحصائية للخفوت قصير الأجل  $r_0(x)$ .

يُحصل خفوت الإشارة طويل الأجل  $m(x)$  بسبب أشكال التضاريس والمحيط الصنعي بين محطة القاعدة والمحطة المتحركة. يمكن تصنيف أشكال التضاريس بما يلي:

- المناطق المكشوفة

- التضاريس المنبسطة .

- التضاريس التلالية .

- المناطق الجبلية .

ويصنف المحيط الصناعي بما يلي :

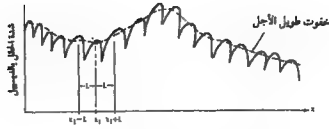
- المناطق الريفية .

- مناطق شبه الضواحي .

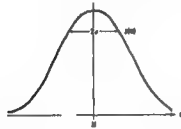
- مناطق الضواحي .

- مناطق المدن .

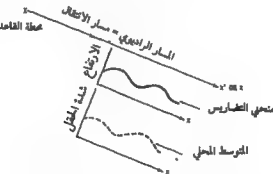
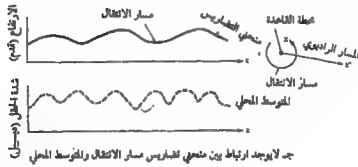
تسبب التضاريس الطبيعية تآخُد وتراوح المتوسط المحلي للخفوت طويل الأجل، أما المحيط الصناعي فيسبب تآخُد المتوسط المحلي فقط . يسبب المحيط الصناعي أيضاً تراوح الخفوت قصير الأجل في استقبال الإشارة . سيوصف الخفوت قصير الأجل فيما بعد . يمكن أن يشكل تراوح الخفوت طويل الأجل الناتج عن التضاريس الطبيعية تحت ظروف معينة توزيعاً طبعياً لوغاريتمياً نظراً للطبيعة الاحصائية لهذه التغيرات والمبينة في الشكل 1-4 ب . هنا يجب أن نفرق بين التعبيرين «المسار الراديوي» و«مسار المحطة المتقلة» ، فالمسار الراديوي هو المسار الذي تسير فيه الموجة الراديوية ، ومسار المحطة المتقلة هو المسار الذي تتبعه المحطة المتقلة . هناك حالتان موضحتان في الشكلين 1-4 ح ، د 4-1 أحدهما عندما تدور المحطة المتقلة حول محطة القاعدة والأخرى عندما تتحرك المحطة المتقلة مبتعدة عن محطة القاعدة . في الحالة الأولى تتأثر تغيرات الخفوت طويل الأجل المستقبلية عند المحطة المتقلة بالتضاريس المحيطة بمحيط القاعدة ، وفي هذه الحالة لا يرتبط المسار الراديوي بمسار المحطة المتقلة . وفي الحالة الثانية تتأثر تغيرات الخفوت طويل الأجل المستقبلية عند المحطة المتقلة بالتضاريس القطرية حيث تسير المحطة المتقلة باتجاه معين ، وهنا يتطابق المسار الراديوي مع مسار المحطة المتقلة . في الحالة الأخيرة يوجد ترابط قوي بين شكل التضاريس حيث تسير المحطة المتقلة وبين الإشارة المستقبلية كما هو واضح في الشكل 1-4 د ، فالإشارة المستقبلية قوية عندما تكون المحطة المتقلة على رأس التلة وضعيفة عندما تكون في الوادي . يؤثر شكل التضاريس على الانحراف المعياري  $\sigma_1$  (الانتشار Spread) للمنحنى الطبيعي اللوغاريتمي الذي يمثل المتوسط المحلي للإشارة في تلك المنطقة . تتغير قيمة  $\sigma_1$  للمتوسط المحلي بقيم مقدرة بالديسيبل وفق شكل التضاريس .



(أ) المتوسط المحلي بحسب من لفظة 2.2



(ب) التوزيع الطبيعي اللوغاريتمي



د- يوجد ارتباط بين متغير تضاريس مسار الانتقال والمتوسط المحلي

الشكل 1-4 المتوسط المحلي وشكل التضاريس

### 2-3-1 الخفوت قصير الأجل ( $\tau_0(t)$ أو $\tau_0(x)$ )

يحصل الخفوت قصير الأجل بسبب انعكاسات المسار المتعدد للموجة المرسلة من قبل النواثر المحلية كالمنازل والأبنية والمنشآت الصناعية الأخرى، أو العوائق الطبيعية كالغابات المحيطة بالمحطة المتقلة، ولا يحصل بسبب المعوقات الطبيعية كالجبال والتلال المتواجدة بين موقع المرسل وموقع المستقبل. لتوضيح أسباب الخفوت قصير الأجل نفترض وجود مرسل محطة قاعدة ومستقبل محطة متقلة وهناك خمس حالات توضح هذه الظاهرة.

الحالة الأولى: يبقى مستقبل المحطة المتقلة ثابتاً ومحاط بأشياء متحركة كالجارات (انظر الشكل 1-5 أ). تري الإشارة المستقبلية خفوتاً يعتمد تعداده على حركة سير الجارات والمسافة بين الجارات ومستقبل المحطة المتقلة.

الحالة الثانية: تتحرك المحطة المتقلة بسرعة (V) ولا يوجد أي ناثر حولها كما هو مبين في الشكل 1-5 ب، في هذه الحالة تمثل الإشارة المستقبلية بفرض أن الإشارة القادمة تصل بزاوية  $\theta$  بالنسبة لحركة المحطة المتقلة وفق المعادلة:

$$s_r = A \exp [j(2\pi f_c t - \beta x \cos \theta)] \quad 7-3-1$$

حيث تدعى  $\beta$  رقم الموجة ( $\beta = 2\pi/\lambda$ ) ،  $\lambda$  هو طول الموجة. ويمثل الحد  $j2\pi f_c t$  الأساس العقدي للتردد المرسل  $f_c$  المنتشر في الاحداثيات الزمنية  $x$  هو مسافة الانتقال ( $x=vt$ ) و  $v$  هي سرعة المستقبل المتقل  $A$  هو اتساع ثابت و  $t$  هو تردد الارسل أو ما يدهى تردد الانتشار. يمكن إعادة كتابة المعادلة 7-3-1 كما يلي:

$$s_r = A \exp \left[ j2\pi \left( f_c - \frac{v}{\lambda} \cos \theta \right) t \right] \quad 8-3-1$$

وبما أن تردد دوبلر  $f_D$  هو:

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad 9-3-1$$

وأن اتساع الإشارة هو  $A$  حيث  $A$  ثابت عند النطاق الأسامي فإن التردد المستقبل  $f_r$  يختلف عن التردد المرسل  $f_c$  بمقدار تردد دوبلر  $f_D$  أي أن:



$$f_r = f_i - \frac{V}{\lambda} \cos \theta \quad 10-3-1$$

عندما تتحرك المحطة المتحركة مبتعدة عن المصدر  $\theta = 0^\circ$  يصبح التردد المستقبل  $f_r = f_i - V/\lambda$  ، وعندما تدور المحطة المتحركة حول المصدر  $\theta = 90^\circ$  يصبح  $f_r = f_i$  وعندما تتحرك المحطة المتحركة باتجاه المصدر  $\theta = 180^\circ$  يصبح  $f_r = f_i + V/\lambda$ .

الحالة الثالثة: تتحرك المحطة المتحركة بسرعة (V) على طريق بين المرسل وأحد النواثر (انظر الشكل 5-1 حـ). تمثل الإشارة الآتية من المرسل بالمعادلة 8-3-1 وعندما تكون  $\theta = 0^\circ$  تصبح كالآتي:

$$A \exp \left[ j2\pi \left( f_i - \frac{V}{\lambda} \right) t \right]$$

بافتراض أن النثر مثالي والموجة المنعكسة عنه من الاتجاه المقابل  $\theta = 180^\circ$  هي:

$$-A \exp \left[ j2\pi \left( f_i + \frac{V}{\lambda} \right) t \right]$$

والإشارة الناتجة هي حاصل مجموع الموجتين:

$$e_r = (Ae^{-j2\pi \frac{V}{\lambda} t} - Ae^{j2\pi \frac{V}{\lambda} t})e^{j2\pi f_i t} \quad 11-3-1$$

ويكون غلاف  $S_r$  هو  $|S_r|$  على شكل موجة مستقرة يعبر عنها بما يلي:

$$|e_r| = 2A \sin \left( 2\pi \frac{V}{\lambda} t \right) \quad 12-3-1$$

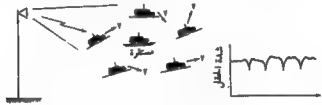
مثال 2-1: أوجد الفرق في رسم أشكال الموجة المستقرة في التدرج الخطي والتدرج بالديسيل.

المعادلة 12-3-1 هي معادلة شكل موجة مستقرة وقد رسمت بكلا التدرجين الخطي واللوغاريتمي (الديسيل) كما هو مبين في الشكلين م1-1 أ وم1-1 ب على التوالي.

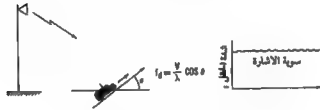
بما أنه في هذه الحالة البسيطة يلاحظ المستقبل نمط موجة مستقرة عرضاً عن اتساع ثابت في النطاق الأساسي فإن ظاهرة الخفوت تفسر من طبيعة الموجة المستقرة، إن الشكل النموذجي للخفوف بوجود  $N$  موجة منعكسة ( $N$  أكبر بكثير من 2) يمكن أن يشاهد في الشكل م 1-1 ج وقد شرح في الحالة الخامسة.

مثال 3-1 : تصل موجتان إلى المحطة المتحركة من اتجاهين مختلفين  $\theta_1$  و  $\theta_2$ .

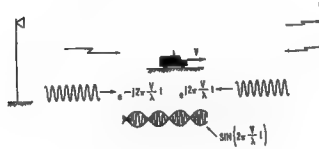
يكون اتساع الإشارة المستقبلية هو:  $|S_r| = 2A \cos \left[ 2\pi \frac{V}{2\lambda} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) \right]$



الشكل 3-1 (أ) : المستقبل المتحرك مستقر



الشكل 3-1 (ب) : المستقبل المتحرك متحرك



الشكل 3-1 (ج) : حالة موجة مستقرة

### الشكل 5-1 ظاهرة الخفوت قصير الأجل

الحالة الرابعة : لنفترض أن الموجتين الوارديتين ليستا متعاكستين تماماً، ولكننا زاويتا الورد  $\theta = 0^\circ$  و  $\theta = 180^\circ$  كما هو ظاهر في الشكل 5-1 د، ولنفترض أن هاتين

الموجتين هما موجتان منعكستان باتساعين متساويين .  
 باستخدام المعادلة 8-3-1 لتمثيل كل من الموجتين وجمعها يمكن حساب  
 تردد الخفوت الملاحظ عند المستقبل المنقل كما يلي :

$$\begin{aligned} B_r &= Ae^{j2\pi f_d t} (e^{-j\beta x} + e^{-j\beta \cos \theta_1}) \\ &= Ae^{j2\pi f_d t} \cdot 2e^{-j\frac{\beta x}{2}(1+\cos \theta_1)} \cdot \cos \left( \frac{\beta x}{2} - \frac{\beta x}{2} \cos \theta_1 \right) \end{aligned} \quad 13-3-1$$

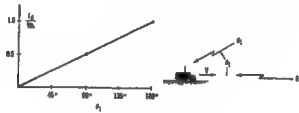
ولكن  $x=Vt$  عندئذ يمكن الحصول على تردد الموجة المستقرة  $f_d$  أو الزاوية  $\omega_d$   
 من المعادلة 13-3-1 كما يلي :

$$\omega_d = 2\pi f_d = \frac{\beta \omega}{2} - \frac{\beta \omega}{2} \cos \theta_1 = 2\pi \frac{V}{2\lambda} \cdot (1 - \cos \theta_1)$$

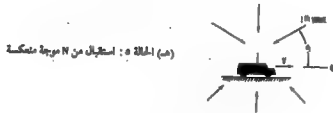
أو

$$f_d = \frac{V}{2\lambda} (1 - \cos \theta_1) \quad 14-3-1$$

إذا كانت  $\theta_1 = 0^\circ$  فإن  $f_d = 0$  وهذا يعني ان تردد الخفوت هو صفر عندما ترد  
 الموجتان من نفس الاتجاه ، ويكون تردد الخفوت مساوياً إلى  $V/\lambda$  عندما ترد الموجتان  
 إلى المستقبل المنقل من اتجاهين متعاكسين . .  
 رسمت المعادلة 14-3-1 في الشكل 5-1 د

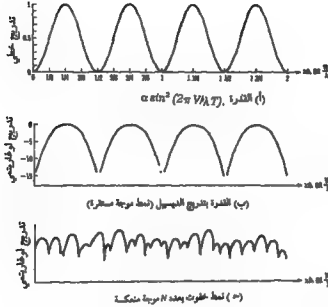


(د) الحالة (1) : حالة موجة مستقرة عامة



(هـ) الحالة 2 : استقبال من N موجة متساوية

تابع الشكل 5-1

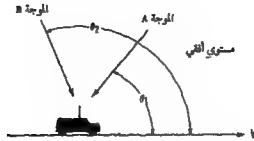


الشكل م 1-1 توضيحات عن الخفوت بتدرجات مختلفة

مثال 4-1 : يمكن الحصول على العلاقة العامة لتردد الخفوت  $f_d$  لموجتين واردتين بزاويتين مختلفتين  $\theta_1$  و  $\theta_2$  بالنسبة لحركة العربة كما هو مبين في الشكل م 2-1 بتبديل الحد  $\cos \theta_1$  إلى الحد  $\cos \theta_2$  في المعادلة 13-3-1 تكون النتيجة :

$$f_d = \frac{V}{2\lambda} (\cos \theta_2 - \cos \theta_1) \quad 14-3-1$$

إن تردد دوبلر المبين في العلاقة 9-3-1 يختلف بشكل عام عن تردد الخفوت المبين في العلاقة 14-3-1 . ويكون تردد دوبلر هو نفسه تردد الخفوت فقط في حالة  $\theta_1 = 180^\circ$  ولهذا يجب الحذر عند استخدام هذين الحدين . يخطئ كثير من الناس في استخدامها عند مناقشة المسائل المتعلقة بالاتصالات المتنقلة .



الشكل م 2-1 موجتان وارتدائان بزاويتين مختلفتين

الحالة الخامسة : لنفترض أن  $N$  موجة منعكسة ترد من  $N$  اتجاه غير محدد باحتمالات متساوية وليس فيها موجة مباشرة، عندئذ تكون الإشارة المستقبلية في المستقبل المتنقل هي :

$$S_r = \sum_{i=1}^N A_i e^{j2\pi f t} \cdot e^{j2\pi f r \cos \theta_i} \quad 15-3-1$$

حيث  $f$  هو التردد المرسل و  $V$  هو سرعة المحطة المتنقلة و  $\theta_i$  هو اتجاه الموجة رقم  $i$  الواردة كما هو مبين في الشكل 5-1 .

عند تمثيل إشارة الخفوت فإن  $A_i$  متغير عشوائي معقد متوسطه صفر وتباينه (variance) واحد وكذلك  $\theta_i$  متغير عشوائي من صفر إلى  $360^\circ$ .

تمثل المعادلة 15-3-1 إشارة خفوت بتضخيم الصورة المبينة في الشكل 5-1 هـ .  
 وإضافة أزواج عديدة من الأمواج المستقرة (كل منها على نفس الشكل المبين في الحالة الرابعة) عندئذ يمكن الحصول على تردد الخفوت الأعظمي من المعادلة 14-3-1 كما يلي:

$$f_{\max} = \frac{V}{\lambda} \quad 16-3-1$$

والذي هو نفس تردد دوبلر الأعظمي  $f_D$  المذكور في المعادلة 3-1-9 .

### 3-3-1 تصنيف الأتنية

هناك نوعان من النشر في وسط تشتتي هما نشر دوبلر  $F$  ونشر المسارات المتعددة  $\delta$ . نشر دوبلر  $F$  بالتردد ونشر المسارات المتعددة  $\delta$  بالزمن . في الحالة العامة جميع الأوساط مشتة ، وعلى كل يمكن تصنيف خصائص وسط ما على أساس فترة تواجد إشارة الموجة العاملة المرسل  $T$  وعرض نطاقها  $W$  ويمكننا أيضاً معاملة جميع الأوساط أتنية لأن تعريف القناة هو الوصلة التي تصل المرسل مع المستقبل .

#### الأتنية غير المشتة :

تشكل قناة الخفوت غير المشتة إذا وافق نوعا النشر  $F, \delta$  الشروط التالية :

$$F \ll \frac{1}{T} \text{ and } \delta \ll \frac{1}{W}$$

تدعى قناة الخفوت غير المشتة أيضاً بقناة الخفوت المنتظم غير الانتقالي ، في كثير من الأنظمة العملية يتم اختيار قيم  $T, W$  بحيث تتحقق الشروط السابقة ويعمل النظام في قناة غير مشتة .

#### الأتنية المشتة بالزمن

هذه الأتنية مشتة بالزمن فقط وليس بالتردد ، لكي تكون القناة مشتة بالزمن

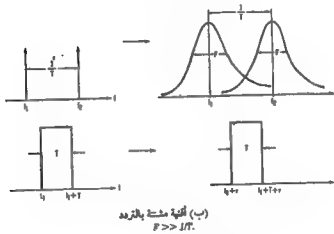
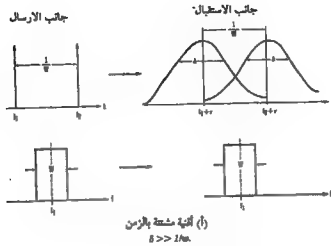
يجب تحقق الشروط التالية :

$$\delta \gg \frac{1}{W} \text{ and } \delta \gg T \quad \text{ولكن}$$

مشتة بالزمن

$$F \ll \frac{1}{T} \quad \text{غير مشتة بالتردد}$$

يبين الشكل 6-1 توضيحات الأتنية المشتة بالزمن وتدعى كذلك أتنية الخفوت الانتقالي بالتردد وذلك لأنه في نفس الوقت يمكن لإشارة بتردد ما أن تخفت وليس من الضروري أن تخفت إشارة بتردد آخر ، وتدعى بعض الأحيان بأتنية الخفوت المنتظم زمنياً .



### الشكل 6-1 تصنيف الإقنية

الأقنية المشقة بالتردد  
 هذه الإقنية مشقة بالتردد وليس بالزمن، وتعبر الشروط التالية عن الأقنية  
 المشقة بالتردد:  
 مشقة بالتردد  
 $F \gg \frac{1}{T}$  and  $F \gg W$

ولكن

غير مشتة بالزمن  $8 < \frac{1}{W}$

تدعى الأتنية المشتة بالتردد أيضاً الحفوت الانتقائي بالزمن لأن انتقائية القناة تغير اجزاء زمنية معينة من الموجة المرسله ، وتدعى أيضاً الحفوت المنتظم ترددياً لأن جميع المركبات الترددية للموجة المرسله تشكل بنفس الدالة . يوضح الشكل 1-6 القناة المشتة بالتردد.

الأتنية ثنائية التشبيت

تخضع مثل هذه الأتنية للحفوت الانتقائي بالزمن وبالتردد معاً والحفوت ليس منتظماً لا بالزمن ولا بالتردد .

#### 4-3-1 تأثير المناخ

يسبب الضباب الأرضي الكثيف أو الهواء البارد جداً على أرض دائسة انكسارات جوية تتغير مع الارتفاع . اذا كان هوائي محطة القاعدة على ارتفاع أقل من 91 م ( 300 قدم ) عن سطح الأرض وكان طول مسار النقل أقل من 23 كم ( 15 ميلاً ) فإن الانكسارات الجوية لا تؤثر في احناء المسار الراديوي عن الخط المستقيم للمسار .

بما أن الأمواج الراديوية تسير في خط مستقيم على مسار النقل فإن الحفوت الانتقائي بالتردد الناتج عن تداخل موجتين أو أكثر غير ممكن الحدوث .

في نظم الاتصالات المتنقلة يمكن في بعض الأحيان أن تأتي إشارة التداخل من مسافة تزيد عن 32 كم ( 20 ميلاً ) . في مثل هذه الحالة يمكن لمسار إشارة التداخل أن ينحني ويخفف طبقاً لتغيرات الجو . بصورة عامة تزداد خسارة المسار عند انحنائه مما يساعد في تخفيف مشاكل التداخل عند تصميم النظام .

انعكاس الأمواج الميكروية على التضاريس المغطاة بالثلج :

يمكن أن تقاس درجة انعكاس القدرة بمعامل الانعكاس وهو نسبة الموجة المنعكسة إلى الموجة الواردة . يعني معامل الانعكاس 1 موجة منعكسة كلياً ويعني معامل الانعكاس 0 أنه لا توجد موجة منعكسة . عندما تكون زاوية التماس  $\alpha$  (الميلنة



في الشكل (1-1) صغيرة (وهذه هي الحال في ظروف الاتصالات المتنقلة) فإن قيمة معامل الانعكاس لموجة منعكسة عن الأرض يكون دائماً قريباً من الواحد بغض النظر عن خصائص الأرض مبتلة أو جافة، بترية زراعية أو رملية، عليها ثلج أو جليد. يري الجدول 1-1 معطيات عالمية على أمواج ميكروية منعكسة عن ثلوج من أشكال مختلفة عند التردد 4000 م هـ.

الجدول 1-1 قيم معامل الانعكاس على تضاريس مغطاة بالثلج

ثلج حبيبي بطول 64 سم (25)		ثلج مستقر بارتفاع 98 سم (39)		زاوية التناس  $\alpha = 2.5^\circ$  $\alpha < 1^\circ$
استقطاب عمودي	استقطاب أفقي	استقطاب عمودي	استقطاب أفقي	
0,743	0,84	0,7	0,764	
1	1	1	1	

يكون معامل الانعكاس قريباً من الواحد بغض النظر عن نوع الثلج والاستقطاب ما دامت زاوية التماس أقل من  $1^\circ$  ذكرت في الفصل الثالث، بعض الملاحظات العامة عن معامل الانعكاس. بيا أن الموجة المنعكسة عن الأرض تخضع لتغير صفحة قدره  $180^\circ$  فإن محصلة معامل الانعكاس هي (1-).

#### التأثير الكهرمغناطيسي الناتج عن تراكب الثلج على الهوائي:

في الحالة العامة تتخامد الأمواج المنتشرة داخل الجليد أو الثلج بمقدار يقل عن 0,95 ديسيبل / م تقريباً. إذا كان الهوائي المستخدم قطع مكافئ فإن التخامد الناتج عن سكاة الثلج على قمع التغذية أو طبق القطع المكافئ، أو كليهما يمكن أن يسبب خسارة كبيرة. بيا أن طبق القطع المكافئ يستخدم عادة لترددات تزيد على النطاق C فإنه يمكن أن تجدول الخسارة عند التردد 7000 م هـ. وهوائي قطره 1,2 م (3,9) قدم يؤمن ربحاً قدره 38 ديسيبل عند التردد 7000 م هـ. وقد وضعت قيم الخسارة مع سكاة الجليد في الجدول 2-1.

يمكن أن يرى أن الخسارة الناتجة عن تراكم الثلج على الهوائي تتناسب مع التردد وسهانة الجليد على الجهاز، كما تتأثر أيضاً بحالة الجليد أو الثلج ومكانه على الهوائي .

الجدول 2-1 خسارة التخميد عندما يكون الجليد على الهوائي

جليد/ ثلج متراكم على	خسارة التخميد (ديسبل)
نصف سطح قطع مكافئ 1 ~ 3 سم ثعب نفذية بدون المكافئة 2 سم ثعب النفذية نصف السطح السفلي 2 سم ثعب النفذية كامل السطح 0.3 سم	16 ~ 4 (ثلج مجلد) 7 (ثلج رطب) 2.5 (ثلج مجلد) 3 (ثلج مجلد) 6 (ثلج رطب) 4 (ثلج مجلد)

#### 4-1 مبدأ التعاكسية

يفيد مبدأ التعاكسية أن شدة حقن الإشارة المستقبلية عند هوائي محطة القاعدة من المرسل المتنقل هي نفسها المستقبلية عند هوائي المحطة المتنقلة من مرسل محطة القاعدة. ينطبق مبدأ التعاكسية في محيط الاتصالات المتنقلة في حالات معينة. يتم تجهيز اختبار ما بعض الأحيان بصورة أسهل بكثير من تجهيز اختبار آخر. يمكن استخدام التعاكسية للتنبؤ عن النتيجة حتى لو كان التجهيز بصورة مغايرة.

يكون هوائي محطة القاعدة دائماً أعلى من معظم ما يحيط به وهوائي المحطة المتنقلة أعلى من الأرض بـ 3 م فقط. وبالرغم من أن الوسط متجانس فإن نسبة الإشارة إلى الضجيج الملتقطة عند المحطة المتنقلة تختلف عن مثلتها عند محطة القاعدة للسبب التالي:

بما أن الضجيج الصناعي الغالب عليه ضجيج الاشتعال الآلي للعربة (انظر الفصول 4-6 و 6-7) فإن مصدر الضجيج أقرب إلى هوائي العربة منه إلى هوائي محطة

القاعدة ولهذا فإن الضجيج الملتقط في هوائي العربة أعلى من مثيله في هوائي القاعدة، وبالرغم من تساوي شديتي الاشارتين الملتقطتين في كلا الجانبين (القاعدة والمتنقلة) فإنه باتباع مبدأ التعاكسية فإن نسبة الاشارة إلى الضجيج في كلا الجانبين مختلفة .

لذلك فإن مبدأ التعاكسية لنسبة الاشارة إلى الضجيج لا ينطبق في محيط الاتصالات المتنقلة، في كثير من الحالات في محيط الاتصالات المتنقلة لا تكون قيم الخصائص التي حصل عليها عند المحطة المتنقلة هي نفس القيم التي حصل عليها عند محطة القاعدة . وعندما نقول أن مبدأ التعاكسية منطبق فإننا نعني شدة المجال وذلك بافتراض أن المرسلات واللوافظ والهوائيات في كلا الجانبين بقيت دون تغيير.

هناك بعض الخصائص الأخرى مثل نسبة الاشارة إلى الضجيج (الفصول 4-6 و 6-7) وعلاقات الفصل بين الهوائيات (الفصل 2-6) والهوائيات الموجهة (الفصل 4-7) وتأثير موجات النمط الاشعاعي للهوائي (الفصل 3-6) هي غير تعاكسية . وسندرس هذه المواضيع في فصول قادمة .

## 1-5 تعريف المصطلحات الضرورية وتطبيقاتها

### 1-5-1 المتوسطات

عند معالجة المعطيات الحقيقية توجد المتوسطات التالية: متوسط العينات  $\bar{x}(t)$  والمتوسط الزمني محدود الفترة  $\bar{x}(t)$  . أما في الاحصاء فتوجد متوسطات المجموعات  $\bar{x}[x]$  والمتوسطات الزمنية غير محدودة الفترة  $\langle \bar{x}(t) \rangle$  .  
متوسط العينات  $\bar{x}(t)$  .  
بحسب متوسط العينات كمتوسط حسابي تقليدي .

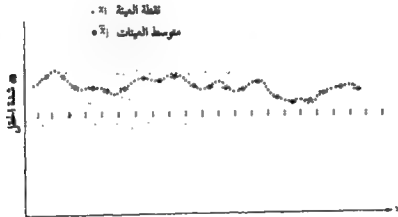
$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^N x_i}{N} \quad 1.5.1$$

حيث  $\bar{x}$  متغير عشوائي ويجب أن تكون  $N$  كبيرة لتكون القيمة  $\bar{x}$  متوسطاً ذا معنى.

من المعادلة 1-5-1 يمكن معرفة توزيع  $\bar{x}$ . لنفترض أنه توجد مجموعة متغيرات  $M$  من  $x$  حيث  $M > N$ . وبعد حساب المتوسط يوجد  $M/N$  رقماً من  $\bar{x}$ . كل من  $\bar{x}$  و  $\bar{x}_j$

$$\left( \bar{x}_j = \sum_{i=0}^{N-1} x_i / N \right)$$

هو متغير جديد. بغض النظر عن توزيع المتغير العشوائي  $x$  وما دام الرقم  $N$  كبيراً (أكبر من 10) فإن المتغير العشوائي الجديد  $\bar{x}$  يصبح متغيراً طبيعياً (متغيراً حسب قانون غوس). إذا كانت قيمة  $x$  بالديسيبل فإن  $\bar{x}$  متغير طبيعي لوغاريتمي كما هو مبين في الشكل 7-1. سيتم شرح التوزيع الطبيعي اللوغاريتمي في الشكل 2-5-1.



الشكل 7-1 توضيح متوسطات العينات

### المتوسط الاحصائي

ويدعى أيضا متوسط المجموعات وهو عندما تقترب  $N$  في المعادلة 1-5-1 من اللانهاية .

$$E[x] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\sum_{i=1}^N x_i}{N} \quad 2.5.1$$

يمكننا تحديد الرقم  $N$  بحيث تقترب قيمة  $x$  من  $E[x]$  حسب المعادلة

$$(E[x] - \bar{x})^2 < \delta \quad 3.5.1$$

حيث  $\delta$  خطأ مسموح به ، نفترض في مجال مجموعات العينات أن  $x_{i+1}, x_i$  هما متغيران مستقلان أي لا يمكن التنبؤ بقيمة  $x_{i+1}$  من قيمة  $x_i$  وبذلك يمكن أن نتحدد قيمة  $N$  من

$$\left( \frac{\sum_{i=1}^{N+1} x_i}{N+1} - \frac{\sum_{i=1}^N x_i}{N} \right)^2 < \delta \quad 4.5.1$$

### المتوسط الزمني محدود الفترة

عندما تسجل حادثة عشوائية  $x(t)$  على مقياس زمني، يمكن الحصول على المتوسط بالشكل :

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad 5.5.1$$

وهذا هو المتوسط الزمني الذي نحصل عليه عند استخدام التكامل .

المتوسط الزمني غير محدود الفترة :

عندما تصبح الفترة الزمنية  $T$  في المعادلة 5-5-1 لا نهاية نحصل على المتوسط الزمني غير محدود الفترة :

$$\langle x(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad 6.5.1$$

بما أن  $T$  لا يمكن أن تكون لا نهاية في القياسات الحقيقية علينا أن نحدد الفترة  $T$  بحيث:

$$x(t) \xrightarrow{T \rightarrow \infty} \langle x(t) \rangle$$

أو

$$(\langle x(t) \rangle - x(t))^2 < \delta$$

حيث  $\delta$  رقم عشري غير محدود يقارب من الصفر.

نستخدم في الحقيقة العلاقة التالية لتحديد الفترة  $T$ .

$$\left( \frac{1}{T + t} \int_0^{T+t} x(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \right)^2 < \delta \quad 7.5.1$$

### العملية الارغودية

إذا كانت قيمة المتوسط الاحصائي التي تم الحصول عليها في مجال المجموعات هي نفس قيمة المتوسط التي تم الحصول عليها في المجال الزمني فإن العملية العشوائية من هذا النوع تدعى بالعملية العشوائية صادقة التمثيل (الارغودية)

$$\begin{aligned} E[x(t)] &= \langle x(t) \rangle \\ E[x^2(t)] &= \langle x^2(t) \rangle \\ E[x^n(t)] &= \langle x^n(t) \rangle \end{aligned} \quad 8.5.1$$

إذا بقي الاتصال المقام بدون تغيير في العملية الارغودية فإن قيم المعطيات للمتقطعة في كل مكان ستبقى بدون تغيير أيضا في فترات مختلفة من الزمن.

لحسن الحظ يمكن عد اشارة الراديو المتنقل الخافضة عملية ارغودية.

وبما أنه من الأسهل لنا والأكثر فعالية أن نستخلص المتوسط في مجال الزمن منه في مجال المجموعات فإننا سنحسب المتوسط الاحصائي في المجال الزمني . ولتبسيط الرموز أيضاً في هذا الكتاب فإننا سنستخدم الرمز  $\bar{x}$  ليعني  $\langle x \rangle$  ما لم يذكر خلاف ذلك .

### 2-5-1 دالة الكثافة الاحتمالية ( $pdf$ )

يبين الشكل 8-1 أ إشارة نمطية متعددة المسارات خافتة بعدد  $N$  من العينات والتدريج العمودي بالديسبيل . نقسم أولاً تدريج الديسبيل إلى أقسام متساوية كل منها بمقدار (1) ديسبيل ثم نعد نقاط العينات في كل قسم ونرسم التعداد مع السويات كما هو مبين في الشكل 8-1 ب .

نحتاج دالة الكثافة الاحتمالية المنشأة من معلومات تجريبية بالديسبيل عادة إلى عامل تصحيح ملائم لوضعها بقيم خطية قبل مقارنتها بالقيم النظرية . لنفترض ان دالة الكثافة الاحتمالية للمتغير  $x$  بتدريج الديسبيل هي  $p(x)$  وأن دالة الكثافة الاحتمالية للمتغير  $y$  في التدريج الخطي هي  $p(y)$  عندئذ:

$$p(y) = \left( \frac{20 \log_{10} e}{y} \right) p(x)$$

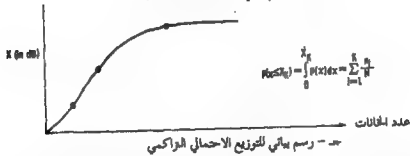
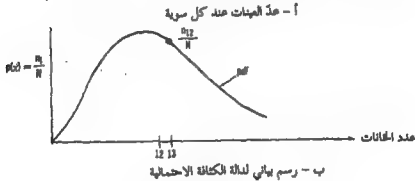
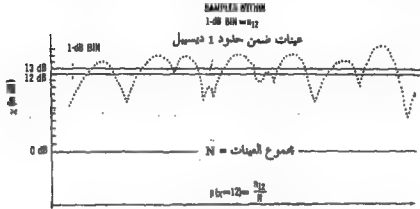
نحاول عادة أن نحصل على التوزيع الاحتمالي التراكمي تجريبياً بصورة مباشرة (الشكل 8-1 جـ) . عندئذ تكون دالة الكثافة الاحتمالية التجريبية هي مشتق التوزيع الاحتمالي التراكمي والذي سيشرح في الفقرة 3-5-1 .

ان دالة الكثافة الاحتمالية النظرية للمعرفة هنا هي ثلاث دوال كثافة احتمالية تستخدم لشرح محيط الإشارة الراديوية المتنقلة .

**دالة الكثافة الاحتمالية الطبيعية - اللوغاريتمية :**  
وهي تمثل الحفوت طويل الأجل أو المتوسطات المحلية

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \exp\left(-\frac{(y-m)^2}{2\sigma_y^2}\right) \quad 9.5.1$$

حيث أن المعلمات المذكورة في المعادلة 9-5-1 هي المتغير الطبيعي اللوغاريتمي ووسطه  $m$  وانحرافه المعياري  $\sigma_y$  كلها بتدرج الديسيبل. إن دالة الكثافة الاحتمالية الطبيعية اللوغاريتمية متناظرة دوماً بالنسبة لسوية المتوسط. (انظر الشكل 9-1 أ).



الشكل 9-1 الخطوات المنطقية للحصول على دالة الكثافة الاحتمالية والتوزيع الاحتمالي التراكمي.



دالة الكثافة الاحتمالية لرايلي :

وهي تمثل الحفوت قصير الأجل أو خفوت المسارات المتعددة

$$p(r) = \frac{r}{\sqrt{r^2}} \exp\left(-\frac{r^2}{r^2}\right) \quad 10.5.1$$

أو

$$p(R) = 2R \exp(-R^2)$$

أو

$$p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} \exp(-\gamma/\Gamma)$$

حيث  $\bar{r}$  هو القدرة المتوسطة للحفوت قصير الأجل و  $\sqrt{r^2}$  هو جذر متوسط تربيعات القيمة  $r$  لا يمكن لقيمة  $r$  أن تكون تحت الصفر (سالبة)، وكذلك فإن دالة الكثافة الاحتمالية لرايلي ليست متناظرة (انظر الشكل 9-1 ب).

وإن قيمة رايلي  $R = \sqrt{r^2/\Gamma}$

حيث  $R$  هي تغير الاتساع بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيعات له  $\sqrt{r^2}$  ، وأن  $\gamma$  هي نسبة الإشارة إلى الضجيج و  $\Gamma$  هي متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج. إن العلاقة بين  $R, r, \gamma$  هي :

$$\frac{\gamma}{\Gamma} = \frac{r^2}{N} \bigg/ \frac{r^2}{N} = R^2$$

وأن الانحراف المعياري  $\sigma_r$  هو:

$$\sigma_r = \frac{\sqrt{4 - \pi}}{2} (\sqrt{r^2}) \quad 11.5.1$$

ومتوسط  $r$  هو

$$m = \frac{\sqrt{\pi}}{2} (\sqrt{r^2}) \quad 12.5.1$$

تكون القدرة المتوسطة عند سوية 63% ، وهذا يعني أن 63% من الإشارة يقع تحت سوية القدرة المتوسطة .

دالة الكثافة الاحتمالية لرايسيان :

وهي تمثل موجة مباشرة بالإضافة إلى موجات منعكسة

$$p(r) = \frac{2r}{r^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{r^2}\right) I_0\left(\frac{r}{\sqrt{2}} \cdot \frac{a}{\sqrt{2}}\right) \quad 13.5.1$$

حيث  $r$  هي غلاف الموجة الخافتة ،  $\sqrt{2}$  هو متوسط الإشارة الخافتة ،  $a$  هو اتساع الموجة المباشرة ،  $I_0(\cdot)$  هو تابع بسل المعدل من الدرجة صفر والذي يعبر عنه رياضياً بالعلاقة .

$$I_0(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^{2n}}{2^n n! n!} \quad 14.5.1$$

إذا كانت  $x \gg 1$  فإن المعادلة 14-5-1 تصبح :

$$I_0(x) = \frac{e^x}{(2\pi x)^{1/2}} \left(1 + \frac{1}{8x} + \frac{9}{128x^2} + \dots\right) \quad 15.5.1$$

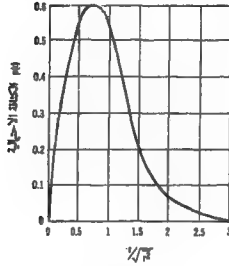
يبين الشكل 9-1 دالة الكثافة الاحتمالية لرايسيان لغلاف خافت  $r$  ، بقيم مختلفة  $a_0 = \frac{a}{\sqrt{r^2/2}}$  عندما تكون  $\sqrt{r^2} \gg ra$  ، وتصبح المعادلة 13-5-1 بالشكل :

$$p(r) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{r^2}} \left(\frac{r}{2\pi a}\right)^{1/2} \cdot \exp\left(-\frac{(r-a)^2}{r^2}\right) \quad 16.5.1$$

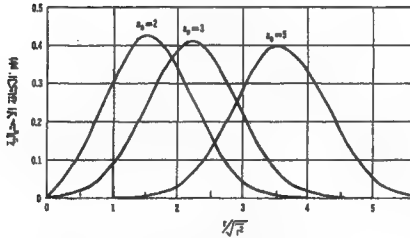
عندما تكون  $a$  كبيرة و  $r$  قريبة من  $a$  تصبح المعادلة 16-5-1 دالة طبيعية تقريباً (توزيع غوص) . عندما لا توجد الموجة المباشرة تصبح  $a$  صفراً والمعادلة 13-5-1 دالة رايلي .



(أ) التوزيع الطبيعي لـ pdf



(ب) توزيع رايلى لـ pdf



(ج) توزيع وايبيان لـ pdf

الشكل 9-1 التوزيعات المختلفة لدالة الكثافة الاحتمالية

### 3-5-1 التوزيع الاحتمالي التراكمي (CPD) :

من الاشارة الخافتة ذاتها المبينة في الشكل 8-1 أ نعد  $N_1$  نقطة عينة تحت سوية محددة  $L_1$  ونحصل على النسبة المئوية  $N_1/N$  لسوية  $L_1$  حيث  $N$  العدد الكلي للعينات . يمكن الحصول على النسب المئوية لنقاط عينات تحت سويات اخرى  $L_2, L_3, \dots, L_n$  وذلك بعد نقاط العينات تحت تلك السويات . نرسم تلك النسب مقابل السويات ويدعى الخط البياني هذا بالتوزيع الاحتمالي التراكمي وهو مبين في الشكل 8-1 جـ .

ويمكن أن يرسم أيضاً على ورقة رايلي (لوغاريتمية - خطية) كما في الشكل 10-1 . وتدعى ورقة رايلي بهذا الاسم لأن منحني رايلي قد رسم على تلك الورقة بالذات وكان خطأ مستقيماً . وهو سهل الاستخدام لحساب أي نتيجة بالمقارنة المئوية مع خط رايلي . نوضح العلاقات النظرية للتوزيعات الاحتمالية التراكمية بما يلي :

التوزيع الاحتمالي التراكمي الطبيعي - اللوغاريتمي (خصوص) :

لا يوجد حل تحليلي للتوزيع الاحتمالي التراكمي الطبيعي اللوغاريتمي CPD

$$P(y \leq L) = \int_{-\infty}^L p(y) dy = \int_{-\infty}^L \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \exp\left(-\frac{(y-m)^2}{2\sigma_y^2}\right) dy \quad 17.5.1$$

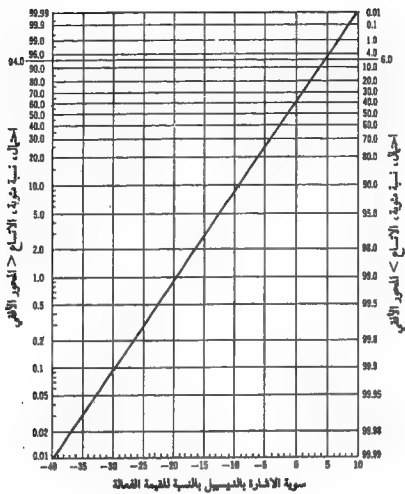
بادخال العامل التوازي  $z = \frac{y-m}{\sigma_y}$  في المعادلة 17-5-1 نحصل على

$$P\left(z \leq Z = \frac{L-m}{\sigma_y}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^Z e^{-\frac{s^2}{2}} ds \quad 18.5.1$$

من أجل قيم كبيرة لـ  $Z$  تصبح المعادلة 18-5-1 على الشكل :

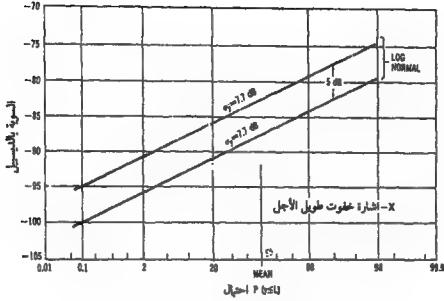
$$P(z \leq Z) = 1 - \frac{e^{-\frac{z^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}Z} \left(1 - \frac{1}{Z^2} + \frac{1 \cdot 3}{Z^4} - \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{Z^6} + \dots\right) \quad 19.5.1$$

$$\approx 1 - \frac{e^{-\frac{z^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}Z}$$



الشكل 10-1 ورقة رايلي

رسمت المعادلة 19-5-1 في الشكل 11-1 بمتوسطين مختلفين - 82,5 ديسيبل ،  
و- 87,5 ديسيبل ونفس الانحراف المعياري 7,7 =  $\sigma$  ديسيبل .



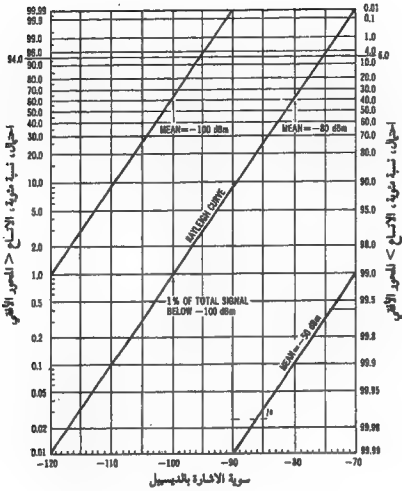
الشكل 11-1 التوزيع الاحتمالي التراكمي للدالة الطبيعية اللوغارمية

التوزيع الاحتمالي التراكمي لرايلي :

يمكن الحصول عليه بتكامل المعادلة 10-5-1

$$\begin{aligned}
 P(r \leq R) &= \int_0^R p(x) dx & 20.5.1 \\
 &= \int_0^R \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{\sigma^2}\right) dr \\
 &= 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{\sigma^2}\right)
 \end{aligned}$$

رسمت المعادلة 20-5-1 في الشكل 12-1 . عند تغيير متوسط سوية القدرة يتزاح المنحني ويبقى ميله ثابتاً، وبكلمات أخرى يمكن إيجاد متوسط سوية القدرة لكل منحني بفحص السوية 63% على الخط البياني .



الشكل 12-1 التوزيع الاحتمالي التراكمي لمنحنى رايلي

التوزيع الاحتمالي التراكمي لرايسيان  
يمكن الحصول عليه بتكامل المعادلة 13-5-1 .

$$P(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr$$

$$= \int_0^{R_0} r_0 \exp\left(-\frac{r_0^2 + \alpha_0^2}{2}\right) I_0(\alpha_0 r_0) dr_0$$

21.5.1

حيث  $R_0, \alpha_0, r_0$  هي معلمات مقيسة لـ  $r$  و  $R$  على التوالي :

$$r_0 = r / \sqrt{\frac{r^2}{2}}, \alpha_0 = \alpha / \sqrt{\frac{r^2}{2}}, \text{ and } R_0 = R / \sqrt{\frac{r^2}{2}} \quad (22.5.1)$$

عندما تكون  $\sqrt{r} \gg \alpha$  تعرض سلسلة نشر المعادلة 15-5-1 في المعادلة 21-5-1 وتهمل الحدود بعد  $\alpha^{-3}$ ، يكون الحل التقريبي عندئذ لقيم  $\alpha$  الكبيرة هو:

$$P(r \leq R) \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{R_0 - \alpha_0}{\sqrt{2}} \right) \quad 23.5.1$$

$$- \frac{1}{\sqrt{8\pi\alpha_0}} \left[ 1 - \frac{R_0 - \alpha_0}{4\alpha_0} + \frac{1 + (R_0 - \alpha_0)^2}{8\alpha_0^2} \right] \exp \left[ - \frac{(R_0 - \alpha_0)^2}{2} \right]$$

يبين الشكل 13-1 دالة التوزيع الاحتمالي التراكمي لرايسيان بقيم مختلفة من  $\alpha_0$

4-8-1 معدل تقاطعات المستوى ( $lcr$ ) ومتوسط دوام الخفوت ( $adf$ )

نعد تقاطعات الميول الايجابية عند مستوى  $A$ . ويتقسيم العدد الكلي للتقاطعات  $N$  على  $T$  ثانية طول الفترة من المعطيات التي حصلت خلالها التقاطعات يصبح معدل تقاطعات المستوى:

$$n(r - A) = \frac{N}{T} \quad 24-5-1$$

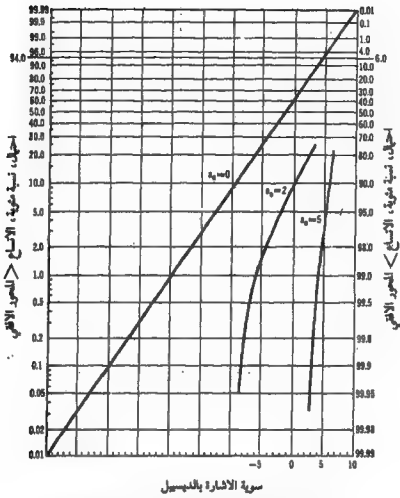
يمكن حساب معدل تقاطع المستوى لاشارة خفوت نمطية وهي مبينة في الشكل 14-1 ، وستشرح المعادلة النظرية لمعدل تقاطع المستوى في الفصل الثالث .

يمرّف متوسط دوام الخفوت بمجموع فترات الخفوت مقسوماً على عدد مرات الخفوت  $N$  عند مستوى  $A$  :

$$\bar{t}(r - A) = \frac{\sum_{i=1}^N t_i}{N} \quad 25-5-1$$

حيث  $t_i$  هو الخفوت الافراي المين في الشكل 14-1 .





الشكل 13-1 دالة التوزيع الاحتمالي التراكمي لرايسيان

يتكون التوزيع الاحتمالي التراكمي من حاصل جداء المعادلتين 24-5-1 و 25-5-1 كما هو مبين هنا.

$$n(A) \cdot E(A) = \frac{N}{T} \cdot \frac{\sum_{i=1}^N t_i}{N} = \frac{\sum_{i=1}^N t_i}{T} \quad 26-5-1$$

$$= P(r \leq A)$$

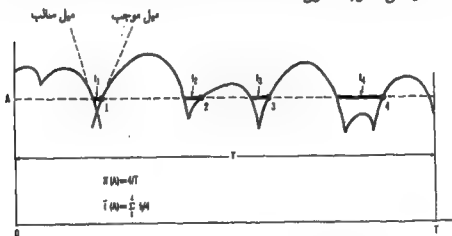
ترتبط المعادلة 26-5-1 بين ثلاث معلمات هي: معدل تقاطع المستوى ومتوسط دوام الخفوت والتوزيع الاحتمالي التراكمي .

معدل تقاطع المستوى  $\times$  متوسط دوام الخفوت = التوزيع الاحتمالي التراكمي

$$(Ior) (ndf) = CPD$$

27-5-1

بما أن هذه الدوال الزمنية متعلقة بسرعة العروة فإن معدل تقاطع المستوى ومتوسط دوام الخفوت هما دالتان احصائيتان من الدرجة الثانية، أما التوزيع الاحتمالي التراكمي فهو دالة احصائية من الدرجة الأولى أي أنه ليس تابعاً للزمن . وتبين المعادلة 27-5-1 أن جداء الدالتين احصائيتين من الدرجة الثانية يصبح دالة احصائية من الدرجة الأولى .



الشكل 14-1 معدل تقاطع المستوى ومتوسط دوام الخفوت .

### 5-5-1 الارتباط وطيف القدرة

الارتباط:

هناك نوعان من الارتباط، الارتباط الذاتي والارتباط المتبادل وعلاقتها العامة هي:

دوال الارتباط الذاتي: ليكن المتغيران العشوائيان  $x(t)$  و  $y(t)$  حادثان عشوائيتان

$x(t_1 + \tau), x(t_1)$  على التالي :

$$\begin{aligned} x_1 &= x(t_1) \\ x_2 &= x(t_2) = x(t_1 + \tau) \end{aligned}$$

نحصل على دالة الارتباط الذاتي من المتوسط الاحصائي لجداء  $x_1$  و  $x_2$ . ان الفرق بين متغير عشوائي  $x_1$  وحادثة عشوائية  $x(t_1)$  هو ان الاول لا يحتاج إلى ترتيب تسلسلي من العشوائية، بينما يحتاج الثاني إلى ترتيب تسلسلي من العشوائية في حقل الزمن. ونحصل على دالة الارتباط الذاتي من المتوسط الاحصائي للمتغيرين العشوائيين  $x_2, x_1$  على الشكل التالي :

$$R_x(t_1, t_1 + \tau) = E[x_1 x_2] = \int dx_1 \int dx_2 x_1 x_2 P(x_1, x_2) dx_2 \quad 28-5-1$$

وفي حالة الحادثة الساكنة تصبح :

$$R_x(\tau) = R_x(t_1, t_1 + \tau) \quad 29-5-1$$

يمكن الحصول على دالة الارتباط الذاتي من المتوسط الزمني لجداء الحادتين العشوائيتين  $x(t_1)$  and  $x(t_1 + \tau)$  على الشكل التالي :

$$\hat{R}_x(t_1, t_1 + \tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t_1) x(t_1 + \tau) dt_1 = \langle x(t_1) x(t_1 + \tau) \rangle \quad 30-5-1$$

وفي حالة الحادثة الساكنة تصبح :

$$\hat{R}_x(\tau) = \hat{R}_x(t_1, t_1 + \tau) \quad 31-5-1$$

في حالة الحادثة (الارغودية) المطبقة على الوسط الراديوي المتنقل تكون

$$R_x(\tau) = \hat{R}_x(\tau) \quad 32-5-1$$

بما أن الإشارة الراديوية المتنقلة هي حادثة (ارغودية) فإن دالتي الارتباط الذاتي اللتين تم الحصول عليهما من المتوسط الاحصائي والمتوسط الزمني لهما نفس النتائج .

ويمكننا ان نختار للمعالجة أيًا من هذين المتوسطين . من الآن فصاعداً سيستخدم الرمز  $R(\tau)$  لكلًا من المتوسطين الزمني والاحصائي للنتائج  $x_1, x_2, \dots$  . يمكن الحصول على متوسط القدرة للمتغير  $x_1$  من العلاقة  $R(\tau)$  بوضع  $\tau = 0$  :

$$E[x_1^2] = \langle x_1^2 \rangle = R(0) \quad 33-5-1$$

يستخدم الرمز  $x_2$  ليعني  $\langle x_2^2 \rangle$  في معظم فقرات هذا الكتاب وذلك لتبسيط الرموز ما لم يعن استخدام  $x_2$  شيئاً آخر مختلفاً، وكذلك  $R(0)$  هو القيمة العظمى لـ  $R(\tau)$  أي :

$$R(0) \geq R(\tau) \quad 34-5-1$$

معامل الارتباط الذاتي : نحصل على معامل الارتباط الذاتي من دوال الارتباط الذاتي . تستخدم العلاقات التالية مبنية على أشكال الحادثة العشوائية  $x_1 = x(t_1)$  بشقيها التائي والرقمي .

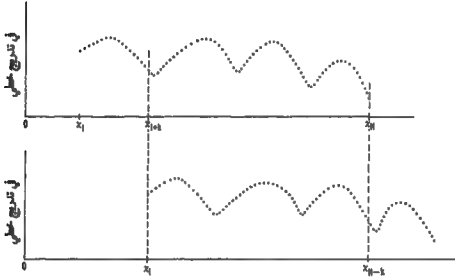
$$\rho_x(\tau) = \frac{R(\tau) - \langle x_1 \rangle^2}{R(0) - \langle x_1 \rangle^2} \quad ( \text{للاشارة التائية} ) \quad 35-5-1$$

$$\rho_x(k) = \frac{\sum_{i=1}^{N-k} x_i x_{i+k} - \frac{\left( \sum_{i=1}^N x_i \right)^2}{N}}{\sum_{i=1}^N x_i^2 - \frac{\left( \sum_{i=1}^N x_i \right)^2}{N}} \quad ( \text{للاشارة الرقمية} ) \quad 36-5-1$$

يبين الشكل 15-1 كيفية الحصول على المعادلة 36-5-1 . يبلغ مدى  $|\rho_x(\tau)|$  أو  $|\rho_x(k)|$  الواحد أو أقل منه . تنتهي  $|\rho_x(\tau)|$  عادة إلى الصفر عندما تنتهي  $\tau$  إلى اللانهاية اذا كانت الاشارة دالة غير دورية كما في حالة استقبال الاشارة الخافتة المتنقلة . يتكافأ الفاصل الزمني في معالجة  $\rho_x(\tau)$  مع الفاصل الفراحي  $\Delta d$  في معالجة  $\rho_x(\Delta d)$  .

لأن  $\tau = \Delta d/v$  حيث  $v$  هي سرعة العربة . أحد تطبيقات الفاصل الفراحي  $\Delta d$  هو تحديد الفواصل بين الهوائيات على العربة ، وتحديد قيمة  $\Delta d$  على أساس القيمة المطلوبة للمعامل  $\rho_x(\Delta d)$  .

عولجت معاملات الارتباط المبينة في أماكن كثيرة من هذا الكتاب من خلال أغلفة الإشارة الخافتة في معظم الأحيان. عندما تقترب قيمة المعامل  $\rho_{xy}(dd)$  من الصفر فهذا يعني أن غلافي الاشارتين الخافتين المستقبليين هوائيين المسافة الفاصلة بينهما  $dd$  هما غير مترابطين. عند تحقق هذا الشرط ويضم الاشارتين الخافتتين يمكن الحصول على إشارة قليلة الخفوت بصورة ملحوظة.



الشكل 15-1 معامل الارتباط الذاتي

دوال الارتباط المتبادل ومعاملاته: ليكن لدينا المتغيران العشوائيان:  $x$  و  $y$ :

$$x_1 = x(t_1)$$

$$y_2 = y(t_2) = y(t_1 + \tau)$$

عندئذ تعطى دالة الارتباط المتبادل بالعلاقة التالية:

— للمتوسط الاحصائي:

$$R_{xy}(\tau) = E[x_1 y_2] = \int_{-\infty}^{\infty} dx_1 \int_{-\infty}^{\infty} x_1 y_2 p(x_1, y_2) dx_2 \quad 37-5-1$$

١- المتوسط الزمني

$$\bar{R}_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t_1) y(t_1 + \tau) dt_1 \quad 38-5-1$$

بما أن الإشارة العشوائية الخافتة المستقبلية في محيط الإشارة المتحركة هي حادثة ارغودية) فإن :

$$R_{xy}(\tau) = \bar{R}_{xy}(\tau) \quad 39-5-1$$

وأن العلاقة التالية تنطبق دائماً

$$R_{xy}(\tau) \leq R_x(0)R_y(0)^{1/2} \quad 40-5-1$$

يعطى معامل الارتباط المتبادل بالعلاقة التالية :

للالشارة التفاضلية (نسق تماثلي) :

$$\rho_{xy}(\tau) = \frac{R_{xy}(\tau) - \langle x \rangle \langle y \rangle}{\sqrt{\langle x^2 \rangle - \langle x \rangle^2} \sqrt{\langle y^2 \rangle - \langle y \rangle^2}} \quad 41-5-1$$

وللالشارة الرقمية (نسق رقمي)

$$\rho_{xy}(k) = \frac{\sum_{i=1}^{N-k} \frac{x_i y_{i+k}}{N-k} - \left( \sum_{i=1}^N \frac{x_i}{N} \right) \left( \sum_{i=1}^N \frac{y_i}{N} \right)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{x_i^2}{N} - \left( \sum_{i=1}^N \frac{x_i}{N} \right)^2} \sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{y_i^2}{N} - \left( \sum_{i=1}^N \frac{y_i}{N} \right)^2}} \quad 42-5-1$$

المعادلتان 41,5,1 و 42-5-1 تشابهان المعادلتين 35-5-1 و 36-5-1 على التوالي من حيث العلاقة ، يبلغ مدى كل من المعاملين  $\rho_{xy}(\tau)$  أو  $\rho_{xy}(k)$  الواحد أو الأقل منه ، تصاليج معطيات الاشارتين المقيستين المستقبلتين من متبعين أو هوائيين مختلفين باستخدام معامل الارتباط المتبادل  $\rho_{xy}(0)$  دائماً . إذا اقترب المعامل  $\rho_{xy}(0)$  من الصفر فهذا يعني أن الاشارتين غير متشابهتين عند  $\tau = 0$

تقدير قيمة الارتباط الذاتي باستخدام تحويل فورييه السريع :

تمكن اجراءات الاستخدام المزدوج لتحويل فورييه السريع أن تحسب دالة الارتباط بصورة فعالة أكثر من الاجراءات المباشرة الموصوفة سابقاً . يمكن حساب نسبة السرعة بين الاجراءات المباشرة واجراءات تحويل فورييه السريع من العلاقة التالية :

باستخدام الحساب المباشر للمعادلة 36-5-1 لمجموعة  $N$  عينة لعدد  $m$  من التخلّفات يتطلب حوالي  $Nm$  عملية جداء وجمع حقيقية .

يتطلب حساب تحويل فورييه السريع حوالي  $8Np$  عملية جداء وجمع حقيقية، حيث  $P$  من عوامل  $N = 2^p$  وتكون نسبة السرعة هي :

$$\text{Speed ratio} = \frac{\text{number of operations (direct)}}{\text{number of operations (FFT)}} = \frac{Nm}{8Np} = \frac{m}{8p} \quad 43-5-1$$

عندما تكون  $N$  كبيرة فإن  $m$  دائماً أكبر من  $8p$ . مثال ذلك :  $N = 2^{10}$   $m = 204$  ;  $m = (0.2) \cdot N = 204$  فإن نسبة السرعة هي  $(204/80) = 2.5$  ولهذا فإن حساب تحويل فورييه أسرع من الحساب المباشر بمقدار 2,5 مرة. عندما تصبح  $N$  كبيرتين تزداد نسبة السرعة .

طيف القدرة :

يتم الحساب المباشر لطيف القدرة باستخدام طريقة تحويل فورييه :

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad 44-5-1$$

من نظرية تكامل فورييه تكون العلاقة التالية صحيحة :

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad 45-5-1$$

يمكن الحصول على قدرة التيار المستمر من المعادلة 44-5-1 كما يلي :

$$S(0) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) d\tau \quad 46-5-1$$

تعد حسابات تحويل فورييه السريع أكثر فعالية من الحساب المباشر. لتقدير طيف القدرة لسجل واحد من الإشارة  $x(t)$  خلال فترة زمنية  $T$  يتم اختيار فترة الاختيان  $h = \Delta t$

$$h = \frac{1}{2f_s} \leq \frac{1}{2f_d} \quad 47-5-1$$

حيث  $f_d$  هي تردد الاختيان،  $f_s$  أعلى تردد متوقع في المعطيات. يمكن الحصول على مكونات فورييه من هيئة المعطيات على الشكل التالي :

$$x_h = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp \left( -j \frac{2\pi n m}{N} \right) \quad 48-5-1$$

حيث

$$N = \frac{T}{h} \quad 49-5-1$$

ويصبح تقدير طيف القدرة :

$$S(f_d) = \frac{2h}{N} |x_h|^2 \quad 50-5-1$$

تبلغ نسبة السرعة بين الحساب المباشر وحساب تحويل فورييه السريع لطيف القدرة ما يلي :



$$\text{Speed ratio} = \frac{\text{number of computations (direct)}}{\text{number of computations (FFT)}} = \frac{Nm}{4Np} = \frac{m}{4p} \quad 51-5-1$$

عند مقارنة المعادلة 43-5-1 مع المعادلة 51-5-1 يظهر أن طيف القدرة يحسب بسرعة أكبر بمرتين عند استخدام تحويل فورييه السريع .

### 6-5-1 نشر التأخير، عرض نطاق التماسك، التداخل بين الرموز

تفسر المعلومات الثلاث: نشر التأخير وعرض نطاق التماسك، والتداخل بين الرموز كما يلي:

نشر التأخير: نتيجة لوسط التشتت الزمني فإن التأخير النمطي لغللاف الاستجابة النبضية  $e(t)$  عند الاستقبال ميين في الشكل 16-1، ويمكن حساب متوسط التأخير الزمني  $T_d$  ونشر التأخير  $\Delta$  كما يلي:

$$T_d = \int_0^{\infty} t \cdot e(t) dt \quad 52-5-1$$

و

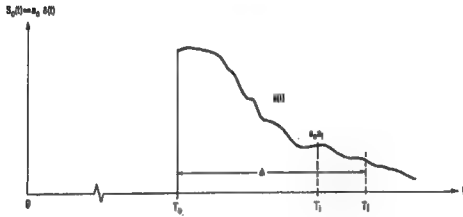
$$\Delta^2 = \int_0^{\infty} t^2 \cdot e(t) dt - T_d^2 \quad 53-5-1$$

حيث  $e(t)$  هي ناتج الاشارة النبضية المستقبلية من اشارة نبضية  $s_0(t) = a_0 \cdot \delta(t)$

$$e(t) = \left[ a_0 \sum_{i=1}^N \alpha_i \cdot \delta(t - T_i) \right] e^{-j\omega t} = B(t) e^{j\omega t} \quad 54-5-1$$

حيث  $T_i$  التأخير الزمني و  $\alpha_i$  معامل انعكاس المسار رقم  $i$ ، و  $\delta(t)$  الدالة النبضية المبنية في الشكل 16-1. نورد المعطيات التالية لمتوسط نشر التأخير كمساعدة للقارئ:

نوع البيئة	انتشار التأخير $\Delta$
في المباني	$> 0,1$ ميكرو ثانية
منطقة مكشوفة	$> 0,2$
منطقة ريفية	$0,5$ ميكرو ثانية
منطقة مدن	$3$ ميكرو ثانية

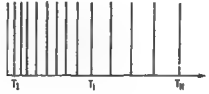


الشكل 16-1 نشر التأخير

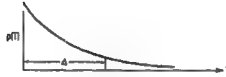
لا تتغير القيم السابقة لأي تردد عامل أعلى من 30 م هـ لأن أطوال الأمواج فوق 30 م هـ أقل دائماً من أبعاد المنشآت الصناعية. يمكن التعامل مع المنشآت الصناعية كلها كعواكس لأي تردد عامل. إذا لم يتغير عدد العواكس لأي تردد عامل ويا أن الأمواج الكهرومغناطيسية تنتقل بسرعة الضوء فإن نشر التأخير يبقى كما هو. يمكن التعبير عن نموذج نشر التأخير بالعلاقة التالية:

$$p(T_1) = \frac{1}{\Delta} \exp\left(-\frac{T_1}{\Delta}\right) \quad 35-5-1$$

حيث  $T_i$  هو التأخير الزمني. يفترض هذا النموذج وجود  $N$  موجة منعكسة متساوية الاتساعات يصل معظمها مبكراً ومتقارباً وقليل جداً منها يصل متأخراً كما هو مبين في الشكل 17-1 أ. يبين الشكل 17-1 ب توزيع نشر التأخير  $p(T_i)$ . هناك نموذج آخر يستخدم الاتساعات الأسية عند فترات زمنية متساوية. كلا النموذجين متكافئان ولكن نموذج المعادلة 55-5-1 أسهل في الاستخدام للمعالجة الحسابية.



(أ) معظمها يصل قريباً من  $T_1$



(ب) نشر التأخير  $p(T)$

### الشكل 17-1 توزيع نشر التأخير

#### عرض نطاق التماسك :

في وسط التشتيت الزمني يتطابق زمنياً خفوتاً غلافين مستقبلين إذا كان التردد الفاصل بينهما  $\Delta f$  صغيراً بشكل كاف. وهذا يعني ان الفاصل  $\Delta f$  يقع ضمن عرض نطاق التماسك، إذا كان بالمستطاع إيجاد عرض نطاق التماسك وتم اختيار ترددين بعيدين عنه فإن الاشارتين المستقبلتين سوف يصيبيهما الخفوت بصورة مستقلة عن بعضهما. يشتق عرض نطاق التماسك من دالة الارتباط  $R(\Delta f)$  لغلافي اشارتين خافتيتين عند الترددين  $f_1$  و  $f_2$  على التوالي:

$$R(\Delta f) = \langle s(f_1) \cdot s(f_2) \rangle \quad \Delta f = |f_1 - f_2| \quad (56-5-1)$$

المعامل  $\rho(4f)$  هو معامل الارتباط بعد تقييس  $R(4f)$  واستخدام المعادلة 35-5-1 واستبدال  $4f$  بالقيمة  $\tau$  . لنفرض  $\rho(4f_1) \leq 0.5$  هو الحد الموافق لقيمة  $4f_1$  الذي ندعوه بعرض نطاق التماسك ( $B_0$ )

$$B_0 \approx 4f_1 \quad \text{for } \rho(4f_1) = 0.5 \quad 57-5-1$$

يمكننا أيضاً إيجاد معامل ارتباط من طورين عشوائيين لشارتين خافتتين باتباع نفس الخطوات كما هو مبين في المعادلة 56-5-1 . لكي نحصل على اتساعين خافتين يتغيران بدون ارتباط يجب أن يكون الفاصل الترددي بينها أكبر من عرض نطاق التماسك .

$$4f > B_0 = \frac{1}{2\pi\Delta} \quad 58-5-1$$

لكي نحصل على طورين عشوائيين يتغيران بدون ارتباط يجب أن يكون الفاصل الترددي أكبر من عرض نطاق تماسك آخر  $B'_0$ :

$$4f > B'_0 = \frac{1}{4\pi\Delta} \quad 59-5-1$$

تحوي المعادلتان 58,5,1 و 59-5-1 نشر التأخير.

التداخل بين الرموز:

في وسط التشبث الزمني ونتيجة لظاهرة نشر التأخير فإن معدل الارسل  $B_b$  في الارسل الرقمي محدود بانتشار التأخير. وبما أن  $\Delta$  متوسط انتشار التأخير فإن معدل الارسل يجب أن يبنى على أساس انتشار التأخير الأعظمي والذي يمكن أن يكون  $2\Delta$  إذا كان الأمر يتطلب أداء بمعدل خطأ صغير في البتات .

$$R_b < \frac{1}{2\Delta} \quad 60-5-1$$

في الحالات الحقيقية تحدد قيمة  $R_0$  على أساس معدل الخطأ المطلوب في البتات وهذا بدوره يبنى على أساس انتشار التأخير (انظر الفصل 6-3).

### 7-5-1 فترة الثقة

إن حدي الفترة اللذين يمكن أن تتحدد خلالهما درجة التأكد (بالنسبة المثوبة) بين القيمة الحقيقية والقيمة المقدرة مثل المتوسط الحقيقي ومتوسط العينات نسمى فترة الثقة. إذا كان متوسط العينات عند القيمة الخطية للتوزيع الطبيعي عندئذ يمكن الحصول على فترة الثقة، إذا كان متوسط العينات عند القيمة اللوغاريتمية يمكن الحصول على فترة الثقة بالاستناد إلى التوزيع الطبيعي.

إذا كانت  $n$  موزعة توزيعاً طبيعياً - لوغاريتمياً عندئذ وبحسب المعادلة 17-5-1 يمكن كتابة التوزيع الاحتمالي التراكمي لها كما يلي:

$$p(n \leq n) = \int_{-\infty}^n \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(n-m)^2}{2\sigma^2}\right) dn \quad 61-5-1$$

ويتطبق المعادلة 18-5-1 بالحدود  $(s_1, s_2)$  تصبح:

$$p(-s_1 \leq s \leq s_2) = \int_{-s_1}^{s_2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{s^2}{2}\right) ds \quad 62-5-1$$

حيث

$$s = \frac{n-m}{\sigma} \quad 63-5-1$$

يبين الجدول 3-1 قيم  $s_1$  في فترات مختلفة من الثقة. طريقة أخرى للتعبير عن فترات الثقة هي:

$$P(m - 2\sigma_1 \leq n \leq m + 2\sigma_1) = P(s_1) = 95.46\%$$

$$P(m - \sigma_1 \leq n \leq m + \sigma_1) = P(s_1) = 68\%$$

مثال: إذا كانت  $\sigma = 1$  dB و  $m = 5$  dB عندئذ تقع  $\pi$  بين القيمتين 6-4  
ديسبيل على أساس فترة  $1\sigma$  بثقة 68% وتقع  $\pi$  بين 7-3 على أساس فترة  $2\sigma$  بثقة 95,46% .

الجدول 3-1 قيمة  $\pi$  لفترات ثقة مختلفة

مكافئ لعدد من فترات $\sigma$	$P(\pi_1) = P(-\pi_1 \leq \pi \leq \pi_1)$	$\pi_1 = \frac{\pi_1 - m}{\sigma}$
2.58	99%	2.58
2	95.46%	2
1.65	90%	1.65
1.28	80%	1.28
1	68%	1
0.5	38%	0.5

#### 8-5-1 معدل الانذار الكاذب ومعدل خطأ الكلمات

يستخدم التشوير لوصف وصلة اتصالات بين طرفين، يؤثر نسق التشوير على معدل الانذار الكاذب ومعدل خطأ الكلمات. معدل الانذار الكاذب هو معدل حدوث كلمات خاطئة مميزة يمكن أن يسبب وظيفة خاطئة في النظام. يعتمد تقليل معدل الانذار الكاذب على نسق التشوير. إذا كان طول كلمتين مشفرتين  $L$  بته وكانتا مختلفتين عن بعضهما بمقدار  $d$  بته نقول أن مسافة التباين (هامش) هي  $d$  بته لطول كلي  $L$  بته.

عند توفر  $L$  و  $d$  تعطى علاقة معدل الانذار الكاذب  $P_f$  على الشكل:

$$P_f = \text{false-alarm rate} = P_e^d (1 - P_e)^{L-d} \quad 64-5-1$$

حيث  $P_e$  هو معدل خطأ البتات في عيط الاتصال الراديوي المتنقل وهو موصوف في الفصل 6-3 .

بصورة عامة كلما كبرت قيمة  $d$  تصبح قيمة معدل الانذار الكاذب أصغر .  
يجب تصميم أنساق التشوير والعنوان على أساس معدل الانذار الكاذب المطلوب ووسط الخفوت، وخصوصاً في وسط الخفوت متعدد المسارات في عيطة الاتصالات الراديوية المتنقلة، وصفت تفاصيل معدل الانذار الكاذب في الفصل 2-8

يمكن الحصول على معدل خطأ الكلمات باعتبار أنه لا يمكن كشف كلمة نظراً لأن خطأ قد طرأ عليها عن طريق الوسط .

في بيئة ضجيج غوص يتعلق معدل خطأ الكلمات مباشرة بمعدل خطأ البتات . يمكن كتابة العلاقة لمعدل خطأ الكلمات  $P_w$  لكلمة طولها  $L$  بتة كما يلي :

$$P_w = 1 - (1 - P_b)^L \quad 65-5-1$$

حيث  $L$  عدد بتات المعلومات و  $P_b$  معدل خطأ البتات .

المعادلة 65-5-1 صحيحة ما دامت بتات الكلمة غير مترابطة في أخطاء الخفوت، في محيط خفوت رايلي يسبب هذا الخفوت خطأ إضافياً لأن متوسط دوام الخفوت متعلق بسرعة العرية ولا توجد علاقة مباشرة بين معدل خطأ الكلمات ومعدل خطأ البتات . عندما تكون سرعة العرية بطيئة فإن البتات المتجاورة تبقى مترابطة بأخطاء الخفوت .

وستشرح الحالات هذه في الفصل 3-8 .

إذا كانت الكلمة مؤلفة من  $L$  بتة وتدخل  $g$  بتة لكي تصحح ، بتة خاطئة عندئذ يعطى معدل خطأ الكلمة للطول الجديد  $N$  بتة  $(L + g)$  بالعلاقة التالية :

$$P_{ow} = 1 - \sum_{k=0}^L C_k^N P_b^k (1 - P_b)^{N-k} \quad 66-5-1$$

حيث

$$C_k^N = \frac{N!}{(N-k)!k!} \quad 67-5-1$$

وتكون انتاجية الكلمة المشفرة هي :

$$\text{throughput} = \frac{L}{L + g} \quad 68-5-1$$

إن معدل خطأ الكلمة المشفرة  $P_{\text{ew}}$  هو أخفض دوماً من معدل خطأ الكلمة  $P_{\text{e}}$ . وسيئة النظام المشفر هي انتاجيته البطيئة. في الفصول اللاحقة، سوف ندخل تقنيات أخرى غير أنظمة التشغيل للتقليل من الخفوت.

### المراجع

1. Lee, W. C. Y. *Mobile Communications Engineering* (McGraw Hill Book Co., 1982), chapter 6.
2. Lee, W. C. Y. and Y. S. Yeh, "On the Estimation of the Second-Order Statistics of Log-Normal Fading in Mobile Radio Environment," *IEEE Trans. on Communications* Com-22 (June 1974): 869-73.
3. Kennedy, R. S. *Fading Dispersive Communication Channels* (Wiley-Interscience, 1969), chapter 3.
4. Asami, Y. *Microwave Propagation in Snowy Districts* (Sapporo, Japan: The Research Institute of Applied Electricity, Hokkaido University, 1958): 73-107.
5. Davenport, W. B. and W. L. Root, *Random Signals and Noise* (McGraw Hill Book Co., 1958), 68.
6. Rice, S. O. "Properties of Sine Wave Plus Random Noise," *Bell System Technical Journal* 27 (Jan. 1948): 109-157.
7. Lee, W. C. Y. "Statistical Analysis of the Level Crossings and Duration of Fades of the Signal from an Energy Density Mobile Radio Antenna," *Bell System Technical Journal* 46 (Feb. 1967): 417-448. This article is the first time that the level crossing rates and average duration of fading of a mobile radio signal were introduced.
8. Bendat, J. S. and A. G. Piersol, *Random Data—Analysis and Measurement Procedures* (Wiley-Interscience, 1971), 312.
9. Cox, D. O. "Delay-Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910 MHz in a Suburban Mobile Radio Environment," *IEEE Trans. on Antenna Propagation* 20 (Sept. 1972): 625-635.
10. Cox, D. O. and R. P. Leck, "Distribution of Multipath Delay Spread and Average Excess Delay for 910 MHz Urban Mobile Radio Path," *IEEE Trans. on Antenna Propagation* 23 (March 1975): 206-213.
11. Lee, W. C. Y. *Mobile Communications Engineering*, 144.
12. *Ibid.*, 198
13. *Ibid.*, 219



## 2- التنبؤ بخسارة الانتشار

- 2- 1 فلسفة التنبؤ بخسارة الانتشار
- 2- 2 الحصول على معطيات مفيدة لخسارة الانتشار من القياسات
- 2- 3 التنبؤ فوق أرض منبسطة
- 2- 4 التنبؤ من نقطة إلى نقطة (التنبؤ بخسارة المسار فوق أرض تلال)
- 2- 5 العوامل الأخرى
- 2- 6 فائدة التنبؤ من نقطة إلى نقطة

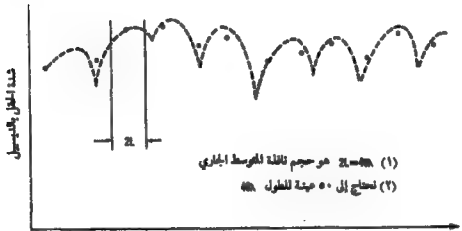


## 2 - 1 فلسفة التنبؤ بخسارة الانتشار.

في بيئة الراديو المتنقل حيث التضاريس الطبيعية غير المنتظمة والمنشآت الصناعية مختلفة الأشكال وتغيرات المناخ وتبدلات حالة النباتات تجعل التنبؤ بخسارة الانتشار امرأ صعباً جداً. اضافة لذلك فإن الإشارة تستقبل عندما تكون المحطة المتحركة أثناء الحركة ولا يوجد حل تحليلي سهل لهذه المسألة إلا أن دمج النظريتين الستاتيكية والكهرمغناطيسية يساعد على التنبؤ بخسارة الانتشار بدقة أكبر .

## 2 - 2 الحصول على معطيات مفيدة لحسارة الانتشار من القياسات.

ذكرنا في الفصل 3-1 أنه يمكن الحصول على المتوسط المحلي بأخذ متوسط معطيات طول مناسب  $L$  من صف المعطيات كما هو مبين في الشكل 1-2 . كما يمكن معاملة الطول  $L$  كثافة متوسطة على القطعة الطويلة من صف المعطيات . إذا كان الطول  $L$  قصيراً جداً فإن التغيرات قصيرة الأجل لا يمكن تمثيلها وسوف تؤثر على المتوسط المحلي . وإذا كان الطول  $L$  طويلاً جداً فإن الخرج المتوسط لا يمكن أن يمثل المتوسط المحلي لأنه يحدف تفاصيل تغيرات الإشارة الناتجة عن تغير التضاريس ، لهذا فإن تحديد الطول المناسب  $L$  مهم ورئيس .



الشكل 1-2 الحصول على المتوسط المحلي

### 1-2-2 تحديد الطول $L$

ليكن الخفوت قصير الأجل  $r_0$  خفوت رايلي المين في المعادلة (10-5-1) وبإدخاله في المعادلة 1-3-5 نحصل على

$$\langle m(x) \rangle = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{\frac{r_0^2}{2}} \quad 1-2-2$$

المعادلة 1-2-2 هي نفس المعادلة 12-5-1 وهذا يعني أن المتوسط الحقيقي يساوي

متوسط متوسطات العينات  $m(x) = \langle m(x) \rangle$

$$\sigma_m^2 = \langle m^2(x) \rangle - \langle m(x) \rangle^2 = \frac{d}{4L} \int_0^{2L} \left(1 - \frac{y}{2L}\right) J_0^2(Bv) dy \quad 2-2-2$$

يعرف الانتشار  $\sigma_m$  بالعلاقة التالية:

$$1 \sigma_m \text{ spread} = 10 \log \frac{1 + \sigma_m}{1 - \sigma_m} \text{ (dB)} \quad 3-2-2$$

حسبت قيم المعادلتين 2-2-2 و 3-2-2 وأدرجت النتائج في الجدول 1-2

الجدول 1-2 تغير  $\sigma_m$  مقابل  $2L$

$\sigma_m$ / بالديسيبل	$\sigma_m$	$2L$
3	0,165	05
2,10	0,122	10
1,56	0,090	20
1	0,060	40

من الجدول 1-2 نرى أن طول  $2L=40\lambda$  مرغوب لأن انتشار  $1\sigma_m$  للطول  $40\lambda$  يقترب من 1 ديسيبل. يعد الطول  $40\lambda$  طولاً مناسباً لتمليس خفوت رايلي. إذا كان الطول  $2L$  أقصر من  $40\lambda$  فإن الخرج المتوسط سيقع على الجزء الأضعف من خفوت رايلي، وإذا كان الطول  $2L$  أكبر من  $40\lambda$  فإن الطول الزائد عن الطول المطلوب للمتوسط سيمسح أيضاً معلومات المتوسط المحلي التي يفترض وجود تفاصيلها وعدم تمليها ولهذا يعد الطول  $2L=40\lambda$  طولاً مناسباً. ومع ذلك تؤخذ  $L$  عملياً ما بين  $20\lambda$  و  $40\lambda$  وتعد مقبولة.

## 2-2-2 تحديد عدد العينات المطلوبة للطول 40λ

بما أن معظم المعطيات تعالج رقمياً فما هو العدد المناسب للعينات المطلوبة لجزء من المعطيات الساتلية ؟ - أظهر الارتباط الذاتي التجريبي أن فاصلاً مقداره 0.8λ مطلوب لتأمين معامل ارتباط أقل من 0.2 بين عيتين متجاورتين وبذلك نحتاج إلى 50 عينة ضعيفة الارتباط فيما بينها لتمثيل طول 40λ في الصيغة الرقمية . يجب أن يقرر فيما إذا كانت 50 عينة كافية للحصول على قيمة متوسط الطول 40λ بدقة أكبر أم لا . في القسم 1-5-1 بينت العلاقة الرياضية متوسط العينات  $n$  لمجموعة  $N$  من متغيرات  $n$  لقطعة  $M$  عينة معطيات على الشكل :

$$\bar{r}_j = \frac{\sum_{i=1}^N r_i}{N} \quad \left( 1 \leq j \leq \frac{M}{N} \right) \quad 4-2-2$$

تعرف  $m$  و  $\sigma$  بأنها المتوسط والانحراف المعياري لـ  $\bar{r}_j$  على التالي .  
ذكر في الفصل 1-5-1 أن  $r_j$  متغير طبيعي (غوسي) دائماً إذا كانت جميع الـ  $N$  من متغيرات  $r_i$  تضاف في تدرج خطي .  
بما أن  $r_j$  نفسها هي متغير رايلي بمتوسط  $m$  وانحراف معياري  $\sigma_r$  عبر عنها بقيمة خطية يمكننا أن نبين ما يلي :

$$m = \langle r_j \rangle = m \quad 5-2-2$$

$$\sigma = (\langle r_j^2 \rangle - \langle r_j \rangle^2)^{1/2} = \frac{\sigma_r}{\sqrt{N}} \quad 6-2-2$$

بتطبيق فترة الثقة 90% في المعادلة 6-2-5-1 نحصل على

$$P\left(-1.65 \leq \frac{\bar{r}_j - m}{\sigma} \leq 1.65\right) = 90\% \quad 7-2-2$$

يمكن إعادة كتابة المعادلة 7-2-2 بالشكل الآتي :

$$P(m - 1.65\sigma \leq \bar{r}_j \leq m + 1.65\sigma) = 90\%$$

8-2-2

تبين المعادلة 7-2-2 أن فترة الثقة 90% لـ  $\bar{r}_j$  تقع ضمن  $m \pm 1.65\sigma$  وأن  $\bar{r}_j$  تقترب من  $m$  إذا أصبحت  $\sigma$  أصغر.

بادخال المعادلتين 5-2-2 و 6-2-2 في المعادلة 8-2-2 نحصل على :

$$P\left(m - 1.65 \frac{\sigma_r}{\sqrt{N}} \leq \bar{r}_j \leq m + 1.65 \frac{\sigma_r}{\sqrt{N}}\right) = 90\%$$

أو

$$P\left(\left(1 - \frac{1.65}{\sqrt{N}} \cdot \frac{\sigma_r}{m}\right)m \leq \bar{r}_j \leq \left(1 + \frac{1.65}{\sqrt{N}} \cdot \frac{\sigma_r}{m}\right)m\right) = 90\% \quad 9-2-2$$

بادخال قيم  $m$  و  $\sigma_r$  من المعادلتين 11-5-1 و 12-5-1 على التوالي في المعادلة 9-2-2

نحصل على :

$$P\left(\left(1 - \frac{1.65}{\sqrt{N}} \cdot \sqrt{\frac{4 - \pi}{\pi}}\right)m \leq \bar{r}_j \leq \left(1 + \frac{1.65}{\sqrt{N}} \cdot \sqrt{\frac{4 - \pi}{\pi}}\right)m\right) = 90\%$$

وبتبسيط هذه المعادلة نحصل على العلاقة التالية :

$$P\left(\left(1 - \frac{0.8625}{\sqrt{N}}\right)m \leq \bar{r}_j \leq \left(1 + \frac{0.8625}{\sqrt{N}}\right)m\right) = 90\% \quad 10-2-2$$

يعبر عن فترة الثقة (C.I.) 90% بالديسيبل كما يلي :

$$C.I. = 20 \log \left[ \frac{\left(1 + \frac{0.8625}{\sqrt{N}}\right)m}{m} \right] = 20 \log \left(1 + \frac{0.8625}{\sqrt{N}}\right) \quad 11-2-2$$

وإذا كانت  $N = 50$  فالمعادلة 11-2-2 تصبح

$$90\% \text{ C.I.} = 1 \text{ dB} \quad 12-2-2$$

إذن فالقيمة المقدرة لـ  $\bar{r}_j$  إذا كانت  $N=50$  والطول  $2L=40\lambda$  في فترة ثقة 90%

تقع ضمن (1) ديسيبل من متوسط قيمتها الحقيقية.

إذا أنقصت  $N$  إلى 36 فإن فترة ثقة 90% ستزداد إلى 1,17 ديسيبل من قيمة

متوسطها.

مثال 2 - 1 : أوجد القيمة المقدرة لـ  $\bar{F}_j$  بأخذ متوسط 50 عينة في فترة ثقة 99% من الجدول المرافق للمعادلة 1 - 5 - 63 أو من أي جدول رياضيات

$$\frac{\bar{F}_j - \mu}{\sigma} \leq 2.58$$

وتتحول العلاقة في المعادلة 2-2-7 إلى العلاقة التالية :

$$P \left( -2.58 \leq \frac{\bar{F}_j - \mu}{\sigma} \leq 2.58 \right) = 99\% \quad \text{م 1-1-2}$$

باتباع الخطوات المذكورة في المعادلات 2-2-8 حتى 2-2-11 نحصل على النتيجة التالية :

$$99\% \text{ C.I.} = 1.5 \text{ dB} \quad \text{م 2-1-2}$$

بمقارنة المعادلتين 2-2-12 وم 2-1-2 نجد أن النسبة المثوبة لفترة الثقة تزداد كلما ازدادت الفترة التي تقع فيها  $\bar{F}_j$  ربما كان استخدام 36 حتى 50 عينة في فترة 40 طول موجة عملية مناسبة للتقدير للحصول على المتوسط المحلي.

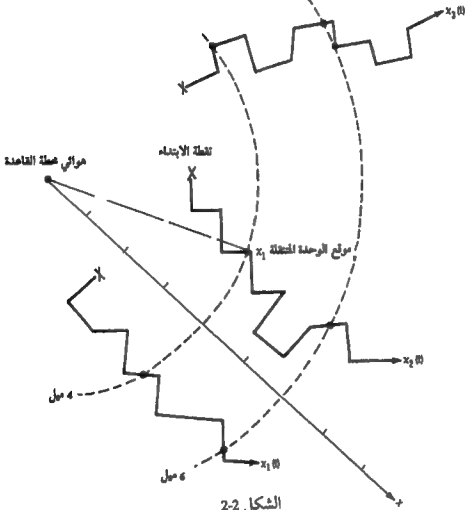
هناك طريقة أبسط للحصول على المتوسط المحلي وذلك باستخدام المتوسط الجاري بنافذة 40. في عمليات التردد المنخفض ربما نجبر على أخذ فترة 20 للحصول على المتوسط المحلي وسبب ذلك أن شكل التضاريس قد يتغير عند مسافات تزيد عن 20λ عندما يصبح طول الموجة أكبر.

### 3-2-2 مسار الوحدة المتقلة والمسار الراديوي

تسجل المتوسطات المحلية بينما تكون الوحدة المتقلة في حالة حركة على الطريق (مسار الوحدة المتقلة) على المحور  $\alpha$ . على أية حال يبنى كل متوسط محلي على المسار الراديوي  $\alpha$  بين محطة القاعدة والمحطة المتقلة (المسار الراديوي) عند نقطة التقابل كما هو مبين في الشكل 2-2.

بما أننا نحسب منحني خسارة المسار على طول المسار الراديوي على المحور  $\alpha$  وليس على مسار الوحدة المتقلة، فإن المتوسط المحلي الذي نحصل عليه من متوسط الإشارة المسجلة على مسار الوحدة المتقلة يجب تحويله من محور مسار الوحدة المتقلة على المحور  $\alpha$  إلى محور المسار الراديوي على المحور  $\alpha$  المبين في الشكل 2-3 ولما كان علينا أن نجري عدة تحركات (على عدة مسارات متقلة مختلفة) ونرسمها على المحور  $\alpha$  يمكن رسم منحني يمر بجميع نقاط معلومات التجربة على المحور  $\alpha$  وهذا ما يدعى

منحني خسارة المسار أو منحني التنبؤ عن خسارة المسار.

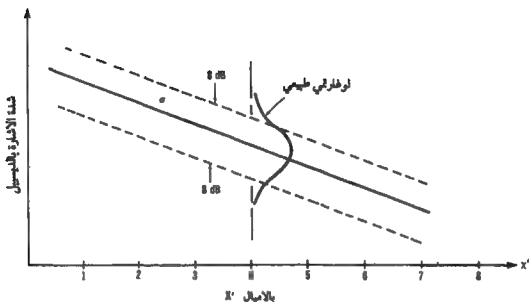


الشكل 2-2

خارطة مسير الوحدة المتحركة

نجد من المعطيات التجريبية أن الانحراف المعياري الواحد ( $1\sigma$ ) من انتشار المعطيات على أي طول للمسار الراديوي هو حوالي 8 ديسيبل وهذا الانتشار ناتج عن ظروف التضاريس المختلفة والتي نحصل منها على المعطيات لنفس طول المسار الراديوي. يتبع توزيع المعطيات كلها لأي طول من المسار الراديوي التوزيع الطبيعي اللوغاريتمي الميّن في الشكل 3-2.





الشكل 3-2

توليد ميل منحنى خسارة المسار من المتوسطات المحلية

هذه هي طريقة التنبؤ من منطقة إلى منطقة. يُولّد كل منحنى من معطيات كثيرة انتجت لتضاريس متشابهة. وبما أنها تنبؤ بشكل عام فإن 50% من القيم المقاسة الحقيقية ستكون أعلى و 50% منها أخفض من قيم التنبؤ المأخوذة عن المنحنى. الانتشار  $\sigma_x$  يعني أن القيم المقاسة يمكن أن تنتشر بمقدار 8 ديسيبل أعلى أو أقل من قيمة التنبؤ أو أن القيم المقاسة تقع في مجال عدم التأكد بمقدار  $\sigma_x \pm 1$ . لهذا إذا وقع 68% من القيم المقاسة في مدى  $\pm 8$  ديسيبل فإن منحنى خسارة المسار المتنبأ به يمكن أن يعد جيداً. بالرغم من أن المتوسط المحلي وميل خسارة المسار يتبعان التوزيع الطبيعي اللوغاريتمي، يجب أن نعلم بوضوح أن انتشار المتوسط المحلي  $\sigma_x$  يعتمد على شكل التضاريس التي اخذت المعطيات منها ومع ذلك فإن انتشار معطيات المسار الراديوي  $\sigma_x$  على أي طول مسار هو دائماً 8 ديسيبل وهو الاختلاف بين  $\sigma_x$  و  $\sigma_{xx}$ . تبقى قيمة انتشار معطيات المسار الراديوي 8 ديسيبل ثابتة. في المسافات القريبة يسببها ما في الوسط المحيط من أشياء إفرادية في منطقة محطة القاعدة

تلك . يقل تأثير الوسط المحيط كلما ازدادت المسافة إلا أن تأثير تغيرات التضاريس تبدأ بالتغلب .

## 2 - 3 التنبؤ فوق أرض منبسطة

### 2-3-1 إيجاد نقطة الانعكاس على الأرض

تطابق الموجة المنعكسة قانون سنل دائماً أي

$$N_1 \cos \theta_1 = N_2 \cos \theta_2 = \text{constant} \quad \text{ثابت} \quad 1-3-2$$

حيث ان  $N_1$  و  $N_2$  هما معامل الانكسار لوسطين مختلفين .

بما أن  $N_1$  و  $N_2$  لها نفس القيمة للموجة المباشرة والموجة المنعكسة في بيئة الراديو المتنقل فإن زاوية التماس  $\theta_1$  وزاوية الانعكاس  $\theta_2$  متماثلتان كما هو ظاهر في المعادلة 1-3-2

يمكن الحصول على نقطة انعكاس الموجة المنعكسة على أرض منبسطة باحدى طريقتين وكل منهما يتطلب الخطوات الآتية :  
أ - أخذ نقطة خيال هوائي محطة القاعدة - الطريقة الأولى .

1- أوجد نقطة الخيال المساوية لارتفاع هوائي محطة القاعدة في جهة الخيال (تحت مستوى الأرض) .

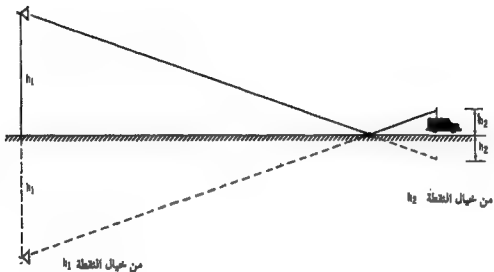
2- صل نقطة الخيال إلى هوائي الوحدة المتنقلة .

3- احصل على نقطة الانعكاس حيث يقطع خط الوصل مستوى الأرض .

ب - اخذ نقطة خيال هوائي الوحدة المتنقلة - الطريقة الثانية .

تتبع نفس الخطوات الموصوفة في الطريقة الأولى وذلك بإيجاد نقطة خيال هوائي الوحدة المتنقلة تحت (مستوى الأرض) وتوصل نقطة الخيال إلى هوائي محطة القاعدة وتكون نقطة الانعكاس حيث يقطع خط الوصل مستوى الأرض .

يبين الشكل 4-2 كيفية الحصول على نقطة الانعكاس على أرض منبسطة



الشكل 4-2

ايجاد نقطة الانعكاس

2-3-2 تصنيف وعورة الأرض.

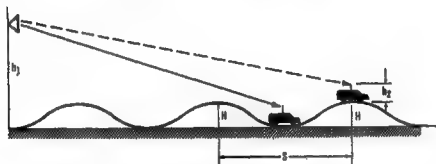
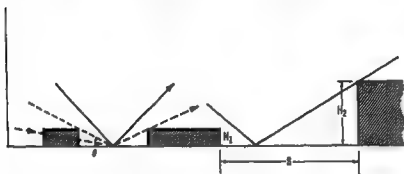
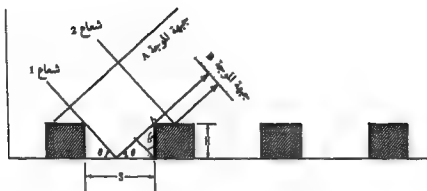
يعبر عن فرق الطور بين الشعاعين المبينين في الشكل 5-2 بالعلاقة التالية:

$$\Delta\psi = \beta \cdot (\Delta d) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (2H \sin \theta) \quad 2-3-2$$

حيث ان  $\Delta d$  هو الفرق بين طولي المسارين الراديويين للشعاعين من جبهة الموجة A إلى جبهة الموجة B و  $\beta$  هو العدد الموجي  $(2\pi/\lambda)$  و  $H$  هو ارتفاع عدم الانتظام.

يحدد معيار رايلي لوعورة التضاريس بالعلاقة التالية:

$$\Delta\psi = \frac{\pi}{2} \quad 3-3-2$$



الشكل 5-2  
مقياس وعورة السطح

بحسب ارتفاع رايلي  $H_R$  والفاصل الأصغري  $S_R$  من المعادلة 2-3-2.

$$H_R = \frac{\lambda}{8 \sin \theta}; S_R = \frac{2H_R}{\tan \theta} = \frac{\lambda}{4 \sin \theta \tan \theta} \quad 4-3-2$$

تبسط هذه العلاقة من أجل زوايا تماس (وحد) ( $\theta$ ) صغيرة فتصبح كما يلي :

$$H_R = \frac{\lambda}{8\theta}; S_R = \frac{\lambda}{4\theta^2} \quad 5-3-2$$

إذا كان ارتفاع موجات السطح أكبر من  $H_R$  بالرغم من أن الفاصل بين الهضاب الملحوظة أكبر من  $S_R$  فإن المنطقة تعد وعرة التضاريس بحسب معيار رايلي. في بيئة الراديو المتنقل، يمكن افتراض معايير مختلفة لأطوال مختلفة لمسار الانتشار وسبب ذلك هو أن هوائي الوحدة المتنقلة يكون عادة قريباً من الأرض بحيث يكون استقبال الأمواج المباشرة والأمواج المنعكسة الأساسية كليهما ضعيفاً. في هذه الحالة وحتى إذا كان فرق الصفحة  $\Delta\psi$  بين الموجة المباشرة والموجة المنعكسة الأساسية حوالي  $\pi/4$  على مسافة أكبر من 9,7 كم (6 ميل) فإن الأمواج المنعكسة غير المتوقعة غالباً ما تستقبل وتضعف الإشارة الناتجة أكثر. ولهذا تقترح المعايير التالية للأطوال المختلفة لمسار الانتشار.

$$\Delta\psi = \frac{\pi}{2} \text{ ( أقل من 3,2 كم )}, H_R = \frac{\lambda}{8\theta}, S_R = \frac{\lambda}{4\theta^2}$$

$$\Delta\psi = \frac{\pi}{3} \text{ ( من 3,2 كم حتى 9,6 كم )}, H_R = \frac{\lambda}{12\theta}, S_R = \frac{\lambda}{6\theta^2} \quad 6-3-2$$

$$\Delta\psi = \frac{\pi}{4} \text{ ( أكثر من 9,6 كم )}, H_R = \frac{\lambda}{16\theta}, S_R = \frac{\lambda}{8\theta^2}$$

المعلمتان  $H_R$  و  $S_R$  المبيتان في المعادلة 6-3-2 هما تابعان لزاوية التماس  $\theta$ . يجب أولاً إيجاد زاوية التماس من العلاقة التالية :

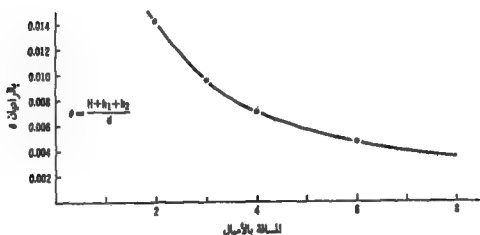
$$\theta = \frac{H + h_1 + h_2}{d}$$

حيث أن  $h_1$  و  $h_2$  هما ارتفاعا هوائي محطة القاعدة والمحطة المتنقلة على التوالي .  
 و  $H$  هو فرق الارتفاع بين النقاط العالية والنقاط المنخفضة القريبة من المحطة المتنقلة  
 يرى في الشكل 6-2 أ جميع العمليات . تتحدد زاوية الورد من ارتفاع هوائي محطة  
 القاعدة  $h_1$  وارتفاع هوائي المحطة المتنقلة  $h_2$  وارتفاع عدم انتظام التضاريس  
 $(h_1 + h_2 + H = 45.7 \text{ m (150 ft)})$

وتصبح تابعاً للمسافة كما في الشكل 6-2 ب . تقل الزاوية  $\theta$  كلما زادت المسافة .  
 تتحدد وعورة التضاريس بالتردد وزاوية التماس وارتفاعات التضاريس  
 والفاصل في المنطقة المبينة في المعادلة 6-3-2 لهذا يمكن اعتبار السطح وعرأ عند تردد  
 ما وليس كذلك عند تردد آخر وهذا ينطبق أيضاً على زوايا التماس (الورد) المختلفة .



أ - بيئة راديو متنقل



الشكل 6-2

عدم انتظام المنطقة في بيئة الراديو المتنقل

في بيئة الراديو المتنقل يستخدم المعيار التالي لتحديد وعورة المنطقة .  
ليكن التغير في الارتفاع  $H$  هو الفرق بين ارتفاعي المرتفع والمنخفض المتجاورين فإذا كان:

$$H > H_R$$

ضمن حدود  $\Delta x = 1/2 S_R$  من موقع الوحدة المتنقلة كانت المنطقة وعرة . يمكن تطبيق ذلك بسهولة كما يلي : نحصل على الزاوية  $\theta$  من ارتفاع هوائي محطة القاعدة  $h_1$  والمسافة بين محطة القاعدة والوحدة المتنقلة  $d$  وارتفاع عدم انتظام التضاريس  $H$  وارتفاع هوائي الوحدة المتنقلة  $h_2$ . وبالاعتماد على موقع الوحدة المتنقلة إما على المرتفع أو في الوادي فإن زاوية التماس  $\theta$  تقع ضمن :

$$\frac{h_1 + h_2}{d} \leq \theta \leq \frac{H + h_1 + h_2}{d}$$

عند حساب وعورة التضاريس نستخدم دائماً أعلى قيم  $\theta$  في المعادلة 6-3-2.  
يكون عادة ارتفاع هوائي محطة القاعدة أعلى من ارتفاع هوائي الوحدة المتنقلة ولهذا تكون نقطة الانعكاس أقرب إلى الوحدة المتنقلة . نحتاج فقط للبحث ضمن المسافة  $\Delta x = 0.5 S_R$  من الوحدة المتنقلة باتجاه محطة القاعدة عن تغير في ارتفاع التضاريس فإذا زاد هذا التغير عن  $H_R$  أطلق على المنطقة وعرة التضاريس (انظر الشكل 6-2) ، تختلف طرق التنبؤ عن خسارة المسار المستخدمة في المناطق الوعرة عن تلك المستخدمة في المناطق المنتظمة وسوف يشرح ذلك في الفصل 5-3-2.

### 3-3-2 معامل انعكاس الموجة الأرضية

عند أخذ الانعكاسات الأرضية في الحسبان في بيئة الراديو المتنقل فإن زاوية التماس (أو زاوية الانعكاس) تكون صغيرة جداً نظراً لأن ارتفاعي هوائي محطة القاعدة والمحطة المتنقلة صغيران جداً نسبياً (بالأقدام أو بالأتار) إذا قورنا بالمسافة بين الهوائيين (بالأميال أو بالكيلومترات) في هذه الحالة يكون معامل انعكاس الموجة (1-) دائماً بغض النظر عن طبيعة الأرض ومن السهل التحقق من ذلك من معاملات الانعكاس المعقدة التالية :

$$a_h = R_h e^{-\alpha_h} = \frac{\sin \theta_1 - (\epsilon_0 - \cos^2 \theta_1)^{1/2}}{\sin \theta_1 + (\epsilon_0 - \cos^2 \theta_1)^{1/2}} \quad \text{للويزد الأفقي} \quad 7-3-2$$

$$\alpha_0 = R_p e^{-\psi_0} = \frac{\epsilon_0 \sin \theta_1 - (\epsilon_0 - \cos^2 \theta_1)^{1/2}}{\epsilon_0 \sin \theta_1 + (\epsilon_0 - \cos^2 \theta_1)^{1/2}} \quad \text{للورود العمودي} \quad 8-3-2$$

حيث ان  $\alpha_0$  و  $\alpha_0$  هما معاملان انعكاس عقديان اتساعهما  $R_p$  و  $R_s$  وطورهما  $\psi_p$  و  $\psi_s$  وثابت الساحة النسبي للوسط العازل هو  $\epsilon_0$ . تستخدم المعادلتان 7-3-2 ، 8-3-2 في الأوساط غير الحديدية فقط حيث يكون معامل النفاذ المغناطيسي  $\mu_r$  قريباً من الواحد ويصبح دليل الانكسار في المعادلة 1-3-2 كما يلي:

$$N = \sqrt{\mu_r \epsilon_0} = \sqrt{\epsilon_0} \quad 9-3-2$$

بما ان  $\theta_1$  صغيرة جداً يمكن إيجاد  $\alpha_0$  و  $\alpha_0$  من المعادلتين 7-3-2 و 8-3-2 كما يلي:

$$\alpha_0 = \alpha_0 = -1 \quad 10-3-2$$

أو

$$R_0 = R_0 = 1, \psi_0 = \psi_0 = 180^\circ \quad 11-3-2$$

وذلك بغض النظر عن قيمة  $\epsilon_0$  للوسط ويمكن تصور ذلك كهضبة قفزت إلى الماء. إذا كانت زاوية التماس كبيرة فلا تستطيع الصخرة القفز وكلما كانت زاوية التماس أصغر كبر عدد القفزات وهذا يعني أن قدرة أكبر انعكست من سطح الماء.

#### 4-3-2 نماذج للتنبؤ عن خسارة مسار الانتشار

هناك نماذج نظرية قليلة جداً ولكن النماذج التجريبية كثيرة. سنورد نموذجاً نظرياً واحداً ونموذجين تجريبيين في هذا الكتاب استعمل النموذج النظري بسهولة تفسيره وفعاليته من وجوه عدة. استعمل النموذجان التجريبيان لأنها يميزان بوضوح خسارة المسار المتنبأ بها ليس لأشكال مختلفة من التضاريس فقط بل للمنشآت الصناعية المختلفة أيضاً. هناك نماذج أخرى ذكرت في المراجع للقارئ في آخر الفصل.

#### 5-3-2 النموذج النظري لخسارة المسار

يجب الانتباه إلى أن هذا النموذج صالح لتحليل التنبؤ عن خسارة المسار وليس الخفوت تعدد المسارات. سوف يوصف نموذج التنبؤ عن خفوت تعدد المسارات (الخفوت قصير الأجل) لاحقاً.

لنفترض أن خصائص وعورة سطح الأرض عشوائية بطبيعتها وأن نصف قطر



انحناء عدم انتظام السطوح كبير بالنسبة لطول الموجة الواردة، وبذلك يمكن تمثيل الإشارة المستقبلية بحقل متطور  $E_0$  يمكن تقريبه بضم موجتين: موجة مباشرة وموجة منعكسة

$$E_0 = (1 + \alpha_{\text{عكس}})E \quad 12-3-2$$

حيث معامل الانعكاس هو  $\alpha_{\text{عكس}}$  و  $\Delta\psi$  هو فرق الطور بين الموجة المباشرة والموجة المنعكسة والذي يمكن أن يعبر عنه بما يلي:

$$\Delta\psi = \beta \cdot \Delta d = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \Delta d \quad 13-3-2$$

حيث أن  $\beta$  هو الرقم الموجي ( $\beta = 2\pi/\lambda$ ) و  $\Delta d$  هو الفارق بين مسارين راديويين كما هو مبين في الشكل 7-2. إن  $E$  في المعادلة 12-3-2 هي الموجة المباشرة المستقبلية عند هوائي المحطة المتحركة.

بتطبيق علاقة خسارة مسار الانتشار في الفراغ الحر فإن القدرة المستقبلية من الموجة المباشرة حسب المعادلة 1-2-1 هي:

$$P_{0r} = \frac{|E|^2}{2\eta_0} = P_t \left( \frac{1}{4\pi d/\lambda} \right)^2 \quad 14-3-2$$

حيث أن  $\eta_0$  هي الممانعة الذاتية للفراغ الحر.  
قدرة الحقل المتطور  $E_0$  المستقبلية هي:

$$P_r = \frac{|E_0|^2}{2\eta_0} \quad 15-3-2$$

حيث يمكن تعويض  $E_0$  من المعادلة 12-3-2. وبما أنه في بيئة الراديو المتنقل تكون  $\alpha$  في المعادلة 12-3-2 دائماً قريبة من 1- و  $\Delta\psi$  أقل بكثير من 1 واديان. فإن المعادلة 15-3-2 تصبح كما يلي:

$$\begin{aligned} P_r &= P_t \left( \frac{1}{4\pi d/\lambda} \right)^2 |1 - \cos \Delta\psi - j \sin \Delta\psi|^2 \\ &\approx P_t \left( \frac{1}{4\pi d/\lambda} \right)^2 (\Delta\psi)^2 \end{aligned} \quad 16-3-2$$

حيث ان :

$$\Delta\psi = \beta(\Delta d) = \beta(\sqrt{(h_1 + h_2)^2 + d^2} - \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + d^2}) \quad 17-3-2$$

من أجل  $h_1 + h_2 \gg d$  ، يمكن تقريب المعادلة 17-3-2 إلى :

$$\begin{aligned} \Delta\psi &= \beta \left( 1 + \frac{(h_1 + h_2)^2}{2d^2} - 1 - \frac{(h_1 - h_2)^2}{2d^2} \right) d = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{2h_1h_2}{d} \\ &= \frac{4\pi h_1h_2}{\lambda d} \end{aligned} \quad 18-3-2$$

بتعويض المعادلة 18-3-2 في المعادلة 16-3-2 نحصل على :

$$P_r = P_t \left( \frac{h_1h_2}{d^2} \right)^2 \quad 19-3-2$$

المعادلة 19-3-2 هي علاقة غير كاملة فهي تشير إلى حقيقتين صحيحتين وكذلك تري نقطتين ضعيفتين :

الحقيقتان الصحيحتان :

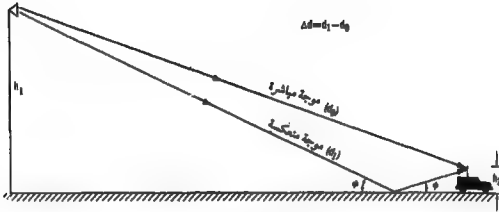
- 1- تري المعادلة خسارة مسار تعادل 40 ديسيبل / العقد (تناسب مع  $d^{-4}$ ) أو 12 ديسيبل / الضعف . وقد تحقق هذا في المخططات التجريبية . وعلى أساس هذه القاعدة يمكن الحصول على خسارة مسار اضافي من المسافة  $d_1$  إلى المسافة  $d_2$

$$\text{Path loss} = 40 \log_{10} \left( \frac{d_2}{d_1} \right) \quad 20-3-2$$

- 2- تري المعادلة قاعدة للربيع نتيجة ارتفاع الهوائي بمقدار 6 ديسيبل / الضعف (تناسب مع  $h^2$ ) عند محطة القاعدة ، وقد أكدت التجارب ذلك (في منطقة منبسطة) فعند مضاعفة ارتفاع الهوائي في القاعدة ازداد الربيع بمقدار 6 ديسيبل . إذا ازداد (أو نقص) ارتفاع الهوائي  $h_1$  بمقدار غير الضعف فإن : الربيع (أو الخسارة) الناتج عن تغير ارتفاع الهوائي يعطى بالمعادلة التالية :

$$\text{antenna height-gain (loss)} = 20 \log_{10} \frac{h'}{h_1} \quad 21-3-2$$

حيث  $h'$  هو الارتفاع الجديد للهوائي .



الشكل 7-2  
نموذج نظري مبسط

#### التقطعتان الضعفتان:

1- فقدان حد التردد في المعادلة 19-3-2 . وقد بينت المعطيات المقيسة أن علاقة خسارة المسار تجريبياً هي تابع للتردد بالشكل:

$$P_r \propto f^{-n} \quad \text{حيث } 2 \leq n \leq 3$$

2- تري المعادلة قاعدة للربح من جراء ارتفاع الهوائي في الوحدة المتقلة (يتناسب مع  $h^2$ ) بمقدار 6 ديسيبل/الضعف وهذا غير صحيح فإذا كان ارتفاع هوائي الوحدة المتقلة 3 م (10 قدم) وخفض بمقدار النصف فإن النتائج التجريبية تبين خسارة في القدرة بمقدار 3 ديسيبل .

#### 6-3-2 نموذج التنبؤ بخسارة المسار من منطقة إلى منطقة

يتألف هذا النموذج من جزئين: الأول التنبؤ بخسارة المسار من منطقة إلى منطقة الموصوف في هذا الفصل. والجزء الثاني يستخدم التنبؤ بخسارة المسار من منطقة إلى منطقة كقاعدة ويطورها إلى التنبؤ من نقطة إلى نقطة والموصوف في الفصل 7-3-2 .

يستخدم التنبؤ من منطقة إلى منطقة عادة للتنبؤ بخسارة المسار فوق منطقة منبسطة بشكل عام، بدون معرفة شكل المنطقة الخاص حيث تجري خسارة المسار

الحقيقية فوفقها . إذا تم الحصول على خسارة المسار الحقيقية في منطقة هضبية علينا أن نتوقع فرقاً أكبر بين القيمة الحقيقية والقيمة المتنبأ بها من منحنى التنبؤ من منطقة إلى منطقة . يتطلب التنبؤ عن خسارة المسار من منطقة إلى منطقة معلمتين هما:

1- القدرة عند نقطة التقاطع (1) ميل  $P_{r0}$

2- ميل منحنى خسارة المسار  $\gamma$  .

يمكن التعبير عن شدة حقل الإشارة المستقبلية  $P_r$  كما يلي :

$$P_r = P_{r0} \left( \frac{r}{r_0} \right)^{-\gamma} \left( \frac{f}{f_0} \right)^{-n} \alpha_0 \quad (\text{العلاقة الخطية})$$

22-3-2

$$= P_{r0} - \gamma \log \left( \frac{r}{r_0} \right) - n \log \left( \frac{f}{f_0} \right) + \alpha_0 \quad (\text{العلاقة اللوغاريتمية بالديسيبل})$$

حيث  $r$  بالميل أو بالكلم و  $r_0$  تساوي (1 ميل أو 1,6 كم) .

يمكن التعبير عن  $\gamma$  برقم آسّي في العلاقة الخطية أو بالديسيبل/العقد في العلاقة اللوغارتمية.

إن سبب أخذ نقطة تقاطع الـ (1) ميل هو أنه ضمن نصف القطر (1) ميل توجد شوارع قليلة جداً . ولهذا يجب تجنب المعطيات المستقاة من عدد محدود من القياسات التي لا تؤمن المتوسط الاحصائي . إن معامل التصحيح هو  $\alpha_0$  . والمعادلة 21-3-2 هي علاقة عامة يمكن استخدامها في مجالات مختلفة من التردد طالما كان التردد أعلى من 30 م . هـ . يكون طول الموجة عادة أقل من حجم المنشأة الصناعية (عند التردد الأعلى من 30 م . هـ) بحيث تسود ميكانيكية الانعكاس متعدد المسارات . للتنبؤ عن خسارة المسار يفضل التنبؤ عن الإشارة المستقبلية بسوية قدرتها المطلقة (dBm) لتقارن مباشرة وبسهولة مع للمعطيات التجريبية ولهذا السبب تفترض مجموعة الشروط التالية :

التردد  $f_0 = 900$  م . هـ .

ارتفاع هوائي محطة القاعدة = 30,48 م (100 قدم)

قدرة محطة القاعدة عند الهوائي = 10 واط

رياح هوائي محطة القاعدة = 6 ديسيبل بالنسبة لرياح الثابتة

ارتفاع هوائي المحطة المتحركة = 3 م (10 قدم) .

رياح هوائي المحطة المتنقلة = 0 ديسيبل بالنسبة لرياح الشائبة  
ثم يستخدم معامل التصحيح لمجموعة الشروط المختلفة

$$\left( \frac{\text{ارتفاع هوائي محطة القاعدة الجديد (قدم)}^2}{100} \right) = \left( \frac{\text{ارتفاع هوائي محطة القاعدة الجديد (م)}^2}{30,48} \right) = \alpha_1$$

$$\left( \frac{\text{ارتفاع هوائي المحطة المتنقلة الجديد (قدم)}^2}{10} \right) = \left( \frac{\text{ارتفاع هوائي المحطة المتنقلة الجديد (m)}^2}{3} \right) = \alpha_2$$

$$\frac{\text{قدرة المرسل الجديدة}}{10 \text{ واط}} = \alpha_3$$

$$\frac{\text{رياح هوائي محطة القاعدة بالنسبة لثابتة } \lambda/2}{\text{H}} = \alpha_4$$

$$\alpha_5 = \text{معامل تصحيح ريح الهوائي المختلف في المحطة المتنقلة}.$$

يوجد ريح إشارة بمقدار 2 ديسيبل من أجل ريح للهوائي الحقيقي 4 ديسيبل  
عند المحطة المتنقلة في مناطق الضواحي وأقل من (1) ديسيبل لنفس الهوائي في مناطق  
المدن (انظر الفصل 3). تعطى  $\alpha_0$  بالعلاقة التالية:

$$\alpha_0 = \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 \alpha_4 \alpha_5$$

حيث  $\alpha_0$  هي علاقة خطية أو  $\alpha_0$  تعطى بالعلاقة اللوغاريتمية بالديسيبل.

$$\alpha_0 = \sum_{i=1}^5 \alpha_i \quad \text{dB} \quad 23-3-2$$

حيث تحول كل  $\alpha_i$  إلى تدريج الديسيبل قبل الجمع. يمكن إيجاد المعلمتين  
 $\gamma$  و  $P_{r0}$  من المعطيات التجريبية التالية:

$$\text{في الفراغ الحر: } P_{r0} = 10^{-4.5} \text{ م. واط} = -45 \text{ dBm}$$

$$\gamma = 2 = 20 \text{ ديسيبل/العقد}$$

$$\text{في منطقة مكشوفة: } P_{r0} = 10^{-4.9} \text{ م. واط} = -49 \text{ dBm}$$

$$\gamma = 4,35 = 43,5 \text{ ديسيبل/العقد}$$

في منطقة ضواحي: تتشابه معظم مناطق الضواحي في الولايات المتحدة.

فهي تتألف من بيوت - مزارع - منازل تقليدية . الخ تنتشر على شكل بلدان صغيرة ذات مباني بطابقين أو ثلاثة . لهذا يمكن استخدام منحني خسارة المسار لمناطق الضواحي في أي من أرياف الولايات المتحدة .

$$P_{r0} = 10^{-6.17} \text{ م. واط} = -61.7 \text{ dBm}$$

$$\gamma = 3.84 = 38.4 \text{ ديسيبل / العقد}$$

في منطقة مدن (فيلادلفيا) :  $P_{r0} = 10^{-7} \text{ م. واط} = -70 \text{ dBm}$

$$\gamma = 3.68 = 36.8 \text{ ديسيبل / العقد}$$

(ريخ هوائي المحطة المتقلة بطول  $\lambda/4$  هو (1) ديسيبل في منطقة المدن .

في منطقة مدن (نيوآرك) :  $P_{r0} = 10^{-5.4} \text{ م. واط} = -54 \text{ dBm}$

$$\gamma = 4.31 = 43.1 \text{ ديسيبل / العقد}$$

في منطقة مدن (طوكيو - اليابان) :  $P_{r0} = 10^{-8.4} \text{ م. واط} = -84 \text{ dBm}$

$$\gamma = 3.05 = 30.5 \text{ ديسيبل / العقد}$$

### تحديد قيمة n في المعادلة 22-3-2

نحدد قيمة n في المعادلة 22-3-2 من معطيات تجريبية، يقول أوكومورا :  $n=30$  ديسبل / العقد ويقول يونغ أن  $n=20$  ديسبل / العقد ، ولهذا فإن :

$$20 \text{ dB/dec} < n < 30 \text{ dB/dec}$$

24-3-2

حيث n صحيحة في مدى التردد من 30 م. هـ. إلى 2000 م هـ ومدى البعد 2 كم إلى 30 كم أي حوالي 1.5 ميل إلى 20 ميل . يظهر أن قيمة n تعتمد على الموقع الجغرافي ومدى التردد العامل، ففي منطقة ضواحي أو مكشوفة مع تردد عامل أقل من 450 م هـ. ينصح بأخذ  $n = 20$  ديسيبل / العقد وفي منطقة مدن مع تردد عامل أعلى من 450 م هـ. ينصح بأخذ  $n = 30$  ديسيبل / العقد .

تحديد القيمة الأسية v في معامل التصحيح  $\alpha_2^{10}$ .

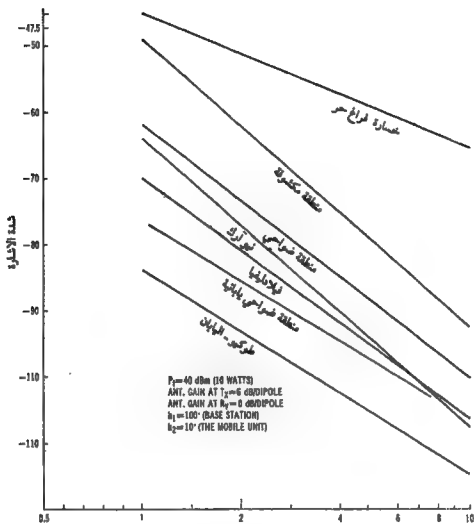
يمكن إيجاد قيمة v من المعطيات التجريبية أيضاً .

$v = 2$  هوائي محطة متقلة بارتفاع جديد أكثر من 10 م ( 30 قدم ) .

$v = 1$  هوائي محطة متقلة بارتفاع جديد أقل من 3 م ( 10 قدم ) .

25-3-2

يظهر التصحيح الصافي لارتفاع هوائي المحطة المتقلة في المعادلة 29-3-2



الشكل 8-2 خسارة مسار الانتشار في مناطق مختلفة

## العلاقة العامة للنموذج

$$\begin{aligned}
 P_r &= -61.7 - 38.4 \log r - n \log \left( \frac{f}{900} \right) + \alpha_0 \quad \text{dBm (منطقة ضواحي)} \\
 &= -70 - 36.8 \log r - n \log \left( \frac{f}{900} \right) + \alpha_0 \quad \text{dBm (فيلاذلفيا)} \quad 26-3-2 \\
 &= -64 - 43.1 \log r - n \log \left( \frac{f}{900} \right) + \alpha_0 \quad \text{dBm (نيويورك)} \\
 \alpha_0 &= 20 \log \left( \frac{h_1}{100} \right) + 10 \log \left( \frac{P_t}{10W} \right) + (g_1 - 4) + g_2 + 10 \log \frac{h_2}{10'} \\
 &= 20 \log h_1 + 10 \log P_t + g_1 + g_2 + 10 \log h_2 - 64 \quad 27-3-2
 \end{aligned}$$

حيث تقدر القيم الجديدة  $P_r$  بالواط وارتفاعا هوائيا محطة القاعدة  $h_1$  والوحدة المتنقلة  $h_2$  بالأقدام ، وربما هوائى محطة القاعدة  $g_1$  والوحدة المتنقلة  $g_2$  بالديسيبل و  $r$  بالميل و  $f$  بالميجاهرتز. يمكن الحصول على قيمة  $\alpha_0$  الواردة في المعادلة 27-3-2 بوضع قيم  $P_t$  ،  $h_1$  ،  $h_2$  ،  $g_1$  ،  $g_2$  فيها .

حيث  $r$  بالميل و  $f$  بالميجاهرتز . بينت المعادلات الثلاث في الشكل 8-2 مع  $\alpha_0 = 0$  ديسيبل . هو معامل تصحيح يتألف من خمسة معاملات تصحيح جزئية ذكرت سابقاً . تؤمن المعادلة 26-3-2 خطأ وسطاً ويكون الانحراف المعياري للمعطيات المنتبأ بها هو 8 ديسيبل فوق أو تحت خط الوسط .

يمكن إيجاد نقطة تقاطع الميل الواحد  $P_{r0}$  وخط الميل  $\gamma$  بسهولة وذلك بأخذ عدة نقاط ميدانية عند نصف القطر 1 ميل ونصف القطر 10 ميل وبما أننا نبدأ القياس على مسافة 1 ميل من مرسل محطة القاعدة في منطقة ذات انشاءات صناعية متشابهة فإن المواقع المختلفة لهوائيات محطة القاعدة سوف لن تؤثر على منحني خسارة المسار التجريبي .



لهذا إذا انتقيت نقطتان وسطيتان من مجموعة المعطيات المقیسة عند مسافتین مختلفین ( 1 ميل و 10 ميل) ووصلنا بينهما بخط يتم الحصول عندئذ على نقطة تقاطع الميل الواحد  $P_{10}$  وخط الميل  $\gamma$  .  
إذا كانت التضاريس مختلفة في الاتجاهات المختلفة من محطة القاعدة عندئذ يمكن أن نحتاج إلى نقطة مختلفة لتقاطع الميل الواحد وخط ميل  $\gamma$  تختلف في كل اتجاه .

معدل انخفاض سوية الاستقبال عند الحدود .

يمكننا أن نحاول تقدير سوية الاستقبال من مقدار الانخفاض بالديسيبل عندما تتحرك المحطة المتنقلة بالسرعة الاعتيادية بدءاً من حدود تغطيتها الخاصة والتي تدعى خلية . لنفترض أن محطة تتحرك بسرعة 15 ميل / ساعة في خلية 2 ميل وبسرعة 60 ميل / ساعة في خلية 8 ميل وهذا افتراض معقول لأن الخلية الأصغر تشير إلى ازدحام أكبر وسرعات أبداً .

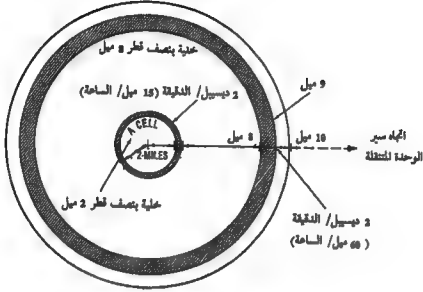
في الحالة الأولى تسير المحطة من حدود الخلية 2 ميل إلى بعد 2,25 ميل عن محطة القاعدة في دقيقة . يمكن إيجاد الفارق في سويي الاستقبال من 2 ميل إلى 2,25 ميل (بعد دقيقة واحدة) من المعادلة 26-3-2 . باستخدام معدلات التنبؤ لمناطق الضواحي فإن انخفاض الإشارة في الدقيقة يعبر عنه كما يلي :

$$\Delta P = -38.4 (\log_2 - \log_{2.25}) = 1.9 \sim 2 \text{ dB/min} \quad 28-3-2$$

في الحالة الثانية إذا كانت المحطة تسير من حدود الخلية 8 ميل إلى البعد 9 ميل عن محطة القاعدة في دقيقة (المكافئة لـ سرعة 60 ميل / ساعة) يكون انخفاض الإشارة في الدقيقة كما يلي :

$$\Delta P = -38.4 (\log_8 - \log_9) = 1.9 \sim 2 \text{ dB/min} \quad 28-3-2$$

بمقارنة المعادلتين 28-3-2 و 28-3-2 يمكننا القول أن سوية شدة المجال تنخفض . بمعدل 2 ديسيبل / الدقيقة كما هو واضح في الشكل 9-2 . يمكن أن يكون هذا هو الخط المرشد للأجراء المتخذ في عملية تبديل القناة (رفع اليد) التي ستشرح في الفصل 5 .



الشكل 9-2

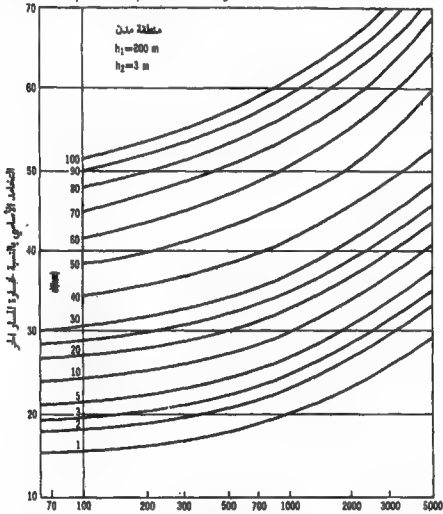
قاعدة معدل انخفاض شدة الإشارة 2 ديسيبل / الدقيقة

تعليق على انتقاء نموذج لحسارة مسار الراديو المتنقل .

يتوجب في النموذج الجيد للتنبؤ عن خسارة انتشار الراديو المتنقل أن يميز بين المناطق المكشوفة والضواحي والمدن. للنموذج الموصوف في هذا الفصل تلك الميزات. يفرد كل من مناطق المدن مثل منطقة سان فرانسيسكو المضيق ومنطقة شيكاغو المنبسطة بتضاريسها وأبنيتها وهيئات شوارعها. أن النموذج الموصوف في هذا الفصل يفرق بين مناطق المدن المختلفة. إن نموذج التنبؤ الجيد يجب أن يتبع نفس خطوط الارشاد بدون غموض بحيث يحصل كل مستثمر على نفس الاجابة لشروط محددة.

### 2-3-7 نموذج أوكونمورا وغيره (Okumura et al.)

صدرت نماذج كثيرة في الماضي، نختار منها نموذجاً واحداً فقط إضافة للنموذج الموصوف في الفصل السابق. يستطيع هذا النموذج (نموذج أوكونمورا وغيره) أن يميز المنشآت الصناعية ويولد مجموعة كاملة من المعطيات التجريبية. بني نموذج أوكونمورا على أساس المعطيات المجمعة في منطقة طوكيو ويستخدم النموذج معطيات طوكيو الحديثة كمتنبىء أساسي لمناطق المدن. يري الشكل 10-2 مجموعة من المنحنيات لمحطة قاعدة بهوائي ارتفاعه 200 م (656 قدم) ومحطة متنقلة



الشكل 10-2

منحني التنبؤ للتخامد الوسطي الاساسي فوق منطقة منبسطة في منطقة مدن

هوائي ارتفاعه 3 م (10 قدم). إن معاملات التصحيح لارتفاعات الهوائي المختلفة هي:

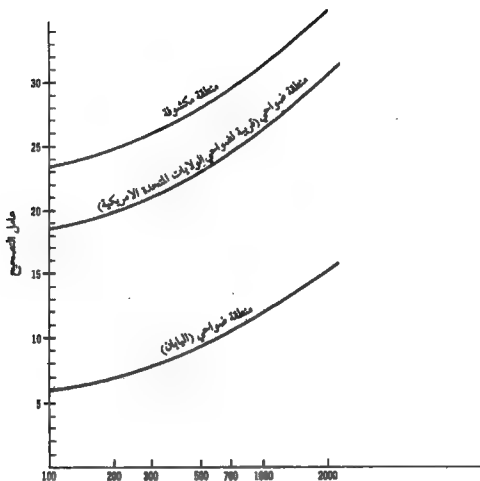
$$\begin{aligned} & \text{تصحيح ارتفاع هوائي محطة القاعدة} = 20 \text{ لغ } \left( \frac{h_1}{200 \text{ m}} \right) \quad 10 < h_1 \text{ م} \\ & 29.3-2 \text{ تصحيح ارتفاع هوائي المحطة المتنقلة} = 20 \text{ لغ } \left( \frac{h_2}{3 \text{ m}} \right) \quad 3 > h_2 \text{ م} \\ & \text{تصحيح ارتفاع هوائي المحطة المتنقلة} = \\ & 2 \times h_2 \times \text{لغ} \left( \frac{h_2}{3 \text{ m}} \right) \quad 3 \text{ م} > h_2 > 10 \text{ م} \end{aligned}$$

لاستطابق معاملات التصحيح في المناطق الريفية اليابانية مع تلك في المناطق الريفية في الولايات المتحدة بشكل جيد. وتبدي الأخيرة توافقاً أفضل مع منحني التصحيح في منطقة مكشوفة في اليابان. يمكن أن يكون سبب ذلك أن البيوت في اليابان في المنطقة الريفية مكتظة أكثر من المناطق الريفية في الولايات المتحدة.

يرى الشكل 11-2 معاملات التصحيح للمناطق المكشوفة والمناطق الريفية في الولايات المتحدة والمناطق الريفية اليابانية. تتطابق نتائج المناطق الريفية في الولايات المتحدة بشكل إجمالي مع التنبؤات المأخوذة من النموذج الجديد في القسم 6-3-2.

يمكن تحويل المعطيات التي تم الحصول عليها من نموذج أوكومورا إلى ميول منحني خسارة مسار الانتشار. وقد يبين ذلك في الشكل 8-2. لكل مدينة ميل منحنيها الخاص - ميل منحني طوكيو مستوي تقريباً 30 ديسيبل / العقد فقط، لكن تقاطع الميل الواحد انخفض بـ 21.5 ديسيبل منه في المناطق الريفية في الولايات المتحدة وهذا يؤكد حاجتنا لمعلمتين: نقطة تقاطع الميل الواحد وميل منحني خسارة المسار لوصف منطقة بشكل عام.

يدل النموذج النظري لخسارة المسار المبين في القسم 5-3-2 أن خسارة المسار في بيئة الراديو المتنقل هي 40 ديسيبل / العقد وأن ميول خسارة المسار في مناطق مكشوفة وريفية وفي نيوارك (منطقة مدن مأهولة) تكون حوالي 40 ديسيبل / العقد. وهذا بسبب خلل المناطق المحيطة بهوائيات محطات القاعدة بحيث تطبق التنبؤات النظرية للمعادلة 20-3-2. أما في فيلادلفيا وطوكيو فإن هوائيات محطة القاعدة ليست مكشوفة وأن ما يحيط بها ليس خالياً ولهذا فإن تقاطع الميل الواحد انخفض نتيجة للوسط المحيط. إضافة لذلك فإن خسارة المسار لا تتأثر كثيراً عند المسافة 16 كم (10 ميل) بما يحيط بمحطة القاعدة مما ينتج أن ميول خسارة المسار لفيلادلفيا وطوكيو أكثر استواء.



الشكل 11-2  
معامل التصحيح لنموذج أوكومورا

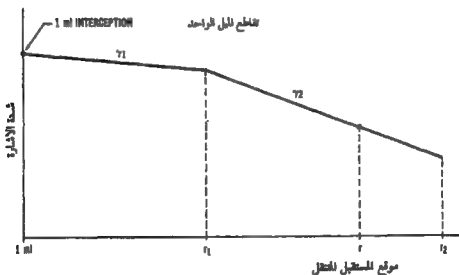
8-3-2 العلاقة العامة لحسارة المسار في بيئات مختلفة:  
غالباً ما يكون الانتشار على المسار الراديوي بين محطة القاعدة والمحطة المتنقلة فوق أكثر من نوع من البيئة، ربما ترسل الإشارة فوق منطقة ريفية حيث توجد محطة القاعدة ثم تنتشر فوق منطقة مدن حيث تسير المحطة المتنقلة. يختلف الميل  $\gamma$  في كل

بيئة. يمكن للنموذج الجديد الموصوف في القسم 6-2 أن يوسع ليعطي هذه الحالة.

إذا كان ميل خسارة المسار  $\gamma_1$  المتنبأ به في المنطقة أ (الريفية) و  $\gamma_2$  في المنطقة ب (المدن) فإن سوية القدرة  $P_r$  المتنبأ بها والمستقبل في المنطقة ب على بعد  $r$  من محطة القاعدة هي:

$$P_r = P_{r_0} \left( \frac{r_1}{r} \right)^{-\gamma_2} \quad \text{for} \quad r_1 \leq r \leq r_2 \quad 30-3-2$$

حيث تقع  $r_1$  على حد المنطقة أ و  $r_2$  ضمن حدود المنطقة ب،  $P_{r_0}$  القدرة عند نقطة تقاطع الميل الواحد. وضحت المعادلة 30-3-2 في الشكل 12-2. إن مبدأ التماكسية صحيح دوماً. سيتواجد نفس سوية الاستقبال المتنبأ بها عند محطة القاعدة إذا أرسلت المحطة المتقلة، على كل حال إذا تبادلت محطة القاعدة والمحطة المتقلة الأماكن بين المنطقة أ والمنطقة ب تبقى النتيجة واحدة ما دامت المناطق منبسطة — هذه النتيجة ليست صحيحة في المنطقة الهضبية الموصوفة في القسم 5-2.



الشكل 12-2  
الانتشار عبر بيئتين مختلفتين

العلاقة العامة للانتشار عبر عدد  $N$  من البيئات المختلفة :  
تستنتج سوية الإشارة المستقبلية لموجة تمر عبر  $N$  بيئة مختلفة من المعادلة 30-3-2:

$$P_r = P_{r0} \alpha_0 \cdot (r_1)^{-\gamma_1} \left(\frac{r_2}{r_1}\right)^{-\gamma_2} \left(\frac{r_3}{r_2}\right)^{-\gamma_3} \dots \left(\frac{r}{r_{N-1}}\right)^{-\gamma_N} \quad 31-3-2$$

حيث  $r_{N-1} < r < r_N$

تعرف خسارة المسار  $\mathcal{L}$  بالعلاقة التالية :

$$\mathcal{L} = \frac{P_r}{P_t} = \frac{P_{r0}}{P_t} \alpha_0 (r_1)^{-\gamma_1+\gamma_2} (r_2)^{-\gamma_2+\gamma_3} \dots (r_{N-1})^{-\gamma_{N-1}+\gamma_N} \cdot (r)^{-\gamma_N} \quad 32-3-2$$

حيث ان  $P_t$  هي القدرة المقدمة إلى هوائي محطة القاعدة و  $P_{r0}$  هي القدرة عند نقطة تقاطع الميل الواحد المبين في المعادلة 31-3-2،  $\alpha_0$  هو معامل التصحيح .

#### 4-2 التنبؤ من نقطة إلى نقطة (تنبؤ خسارة المسار فوق منطقة هضبية)

هناك حالتان في المنطقة الهضبية : واحدة غير معيقة للاستقبال بسبب انبساط المنطقة والأخرى معيقة للاستقبال بسبب الهضاب في المنطقة .  
4-2-1 التنبؤ من نقطة إلى نقطة في شروط غير معيقة .

في هذه الحالة لا توجد عوائق بين محطة القاعدة والمحطة المتحركة . تتكون الإشارة المستقبلية من نوعين من الأمواج ، موجة مباشرة وموجة منعكسة عندما يكون طول المسار الحقيقي فوق الأفق الراديوي . عندما يزداد طول المسار في بيئة الراديوي المتنقل تصبح زاوية التماس أصغر أي أن ارتفاع الهوائيين في كلا الجهتين (محطة القاعدة والمحطة المتحركة) أقل بكثير من طول مسار الانتشار . عندما تزيد المسافة عن مسافة الأفق الراديوي هناك خسارة إضافية في هذه الحالة فقط . ولهذا السبب يستخدم التنبؤ هنا لطول مسار انتشار فوق الأفق الراديوي .

تبنى التغطية المعظمى لمحطة القاعدة على مسافة الأفق الراديوي والذي يدعى أيضاً نصف قطر التغطية .

$$\begin{aligned} \text{نصف قطر التغطية} &\leq \sqrt{2h} \text{ miles} \\ &\leq 2.9\sqrt{2h} \text{ km} \end{aligned} \quad 1-4-2$$

حيث  $h$  هو ارتفاع هوائي محطة القاعدة بالقدم و  $h'$  بالامتار .

يكون تخامد (توهين) الإشارة بخلف الأفق الراديوي أكبر منه فوق الأفق الراديوي ويختلف باختلاف التردد حيث يكون :

22 ديسيبيل/العقد عند 43 م هـ

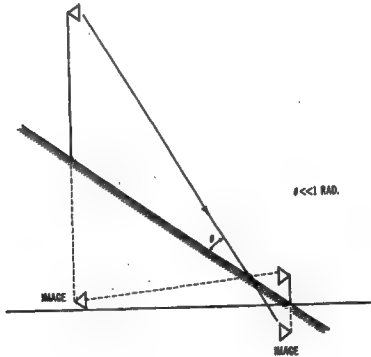
66 ديسيبيل/العقد عند 430 م هـ

79 ديسيبيل/العقد عند 850 م هـ

160 ديسيبيل/العقد عند 3.4 جـ هـ

#### نقاط الانعكاس في منطقة هضبية :

بما أن زاوية التماس على الأرض التي تسبب موجة منعكسة إلى المحطة المتنقلة صغيرة عادة، تستخدم طريقة تقريبية لابتعاد نقطة الانعكاس في منطقة هضبية كما هو مبين في الشكل 13-2 وتتبع نفس الخطوات المبينة في الشكل 4-2 . هناك نوعان من وصلات الإرسال بينا في الشكل 14-2 وينبأ على المواقع المختلفة لنقاط الانعكاس، في النوع أ توضع محطة القاعدة على أرض منبسطة وسارت المحطة المتنقلة على ميل هضبي وفي النوع ب توضع محطة القاعدة على رأس الهضبة وتحركت المحطة المتنقلة على أرض منبسطة .



الشكل 13-2

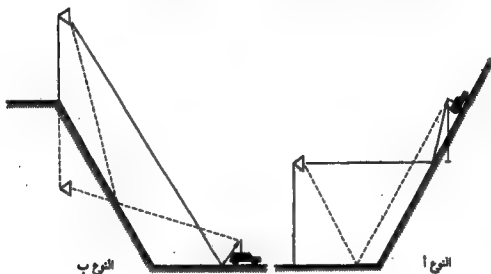
نقطة الانعكاس على أرض مائلة



يوجد لكل من هذين النوعين صنفان من الأمواج المنعكسة أحدهما يدعى الموجة المنعكسة مرآوياً والآخر يدعى الموجة المنعكسة المتشعة. تحتفظ الموجة المنعكسة مرآوياً بالجزء الأكبر من الطاقة المنعكسة. ويمكن تمييزها بسهولة لأن نقطة انعكاسها دائماً أقرب إلى المحطة المنتقلة من باقي نقاط الانعكاس، وتصبح الإشارة المستقبلية كما يلي:

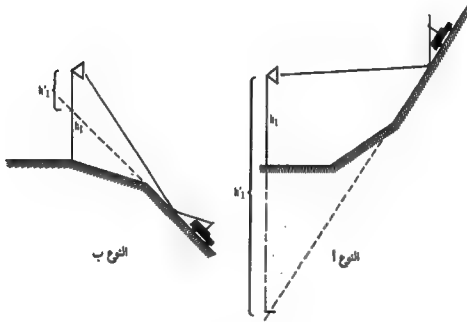
$$P_r = P_t \left( \frac{h_1 h_2}{r^2} \right)^2 \quad 2-4-2$$

حيث ارتفاع هوائي محطة القاعدة هو  $h_1$  وهو الارتفاع الفعال للهوائي. يقاس الارتفاع الفعال للهوائي كما يلي: حدد مستوي المنحدر الأرضي الذي تقع عليه نقطة الانعكاس المرآوي باتجاه موقع محطة القاعدة وقس ارتفاع الهوائي من الهوائي إلى امتداد مستوي المنحدر الأرضي كما هو ظاهر في الشكل 2-15. يعرض الشكل 2-15 أ حالة ارتفاع فعال للهوائي أكبر من الارتفاع الحقيقي للهوائي ويعرض الشكل 2-15 ب حالة ارتفاع فعال للهوائي أقل من الارتفاع الحقيقي للهوائي. في الحقيقة إن لمستوي انحدار الأرض زاوية صعود صغيرة جداً دائماً.



الشكل 2-14 نوعان من وصلات الارسل

لكي نري ظاهرة الانعكاس نكبر المحور الرأسى (y) بحيث يكون المقياسان على المحورين x, y مختلفين ، أحدهما بالأقدام (أو الأمتار) والآخر بالأميال (أو الكم) .



الشكل 15-2

ثلاثة مستويات من الانحدار الأرضي

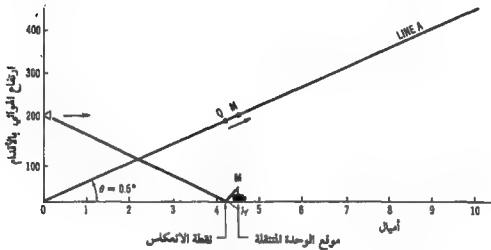
يقاس ارتفاع هوائي محطة القاعدة (الحقيقي أو الفعال) شاقولياً إلى أعلى دوماً (على المحور y) وليس عمودياً على مستوى المنحدر الأرضي (الذي هو في الحقيقة يميل بزاوية صغيرة جداً إذا طبق نفس المقياس على المحورين x, y) . ارتفاع هوائي المحطة المتنبلة h هو الارتفاع الحقيقي له دائماً لا يوجد ارتفاع فعال لهوائي المحطة المتنبلة .

اعتباران خاصان في المنطقة الهضبية

أ - تحويل المقياس إن رسم مسار الانتشار على الورق بمقياسين مختلفين على المحورين x, y يتطلب قدراً من الحذر.

لنفترض أن مقياس 100 قدم : 1 ميل استخدم للمحورين x, y كما هو ظاهر في

الشكل 16-2 . هذا يعني أن نفس الطول لـ 100 قدم على المحور y يساوي 1 ميل على المحور x فإذا كانت زاوية التماس الفعلية  $0.5^\circ$  فإن الزاوية المرسومة على الورق تكون  $26.4^\circ$  (  $= 0.5^\circ \times 5280/100$  ) كما هو مبين في الشكل . تستخدم الزاوية هذه على الخط A لرسم وإظهار مسار الانتشار بسهولة أكثر.



الشكل 16-2  
تحويل المقاييس والزوايا ونقاط الانعكاس

مثال 2-2 : لنفترض أن ارتفاع هوائي محطة القاعدة هو 200 قدم وارتفاع هوائي المحطة المتنقلة هو 10 قدم وزاوية التماس هي  $0.5^\circ$  . أوجد موقع المحطة المتنقلة ونقطة الانعكاس على الشكل (انظر الشكل 16-2) . حول الزاوية  $0.5^\circ$  إلى  $26.4^\circ$  في الشكل 16-2 وارسم الخط A بالزاوية الجديدة . استخدم ارتفاع هوائي محطة القاعدة 200 قدم على المحور y وسر أفقياً إلى نقطة التقاطع مع الخط A . موقع نقطة الانعكاس هو نفس النقطة Q على المحور x . من النقطة Q ، اتبع الخط A لارتفاع 10 قدم إلى النقطة M . وموقع المحطة المتنقلة هو نفس النقطة M على المحور x .  
ب) استخدم الارتفاع الفعال لهوائي محطة القاعدة : أوجد الارتفاع الفعال لهوائي محطة القاعدة والمسافة M بين نقطة الانعكاس المرآوي والمحطة المتنقلة للنوعين :

- بما أن مقياسي المحورين  $x$  و  $y$  مختلفان عندما نعبر عن منطقة هضبية فإن قياس مسافة على منحدر أرضي مبنياً على مقياس المحور  $x$  ليس مناسباً إذا استخدم نفس المقياس للمحورين  $x$  و  $y$  عندئذ يكون الخطأ بين المسافة الحقيقية المقاسة على المنحدر الأرضي والمسافة المقاسة على المحور  $x$  مهماً، ولهذا تقاس المسافة بين محطة القاعدة والمحطة المتنقلة على المحور  $x$  (وليس على المنحدر الأرضي). لتبسيط العملية نقول، لتكن  $R$  المسافة بين محطة القاعدة وأسفل الهضبة و  $r$  المسافة بين محطة القاعدة والمحطة المتنقلة،  $r_1$  المسافة بين نقطة الانعكاس والمحطة المتنقلة. هذه المعلمات مبينة على الشكل 2-17. ومنها:

للنوع أ

$$h_{e1} = h_1 + \frac{HR}{r - R} = h_1 + h_{11} \quad 3-4-2$$

$$r_1 = \frac{h_2 r}{h_{e1} + h_2} \quad 4-4-2$$

للنوع ب

5-4-2

$$h_{e1} = h_1 + H$$

$$r_1 = \frac{h_2 r}{h_{e1} + h_2} \quad 6-4-2$$

من المعادلتين 4-4-2 و 6-4-2 نستطيع أن نبين أن موقع نقطة الانعكاس وكذلك الارتفاع الفعال لهوائي محطة القاعدة يبقيا ثابتين كما هو مبين في الشكل 2-17 بشرط أن تبقى المسافة  $r$  وارتفاع هوائي المحطة المتنقلة  $h_2$  ثابتين /

النوع أ

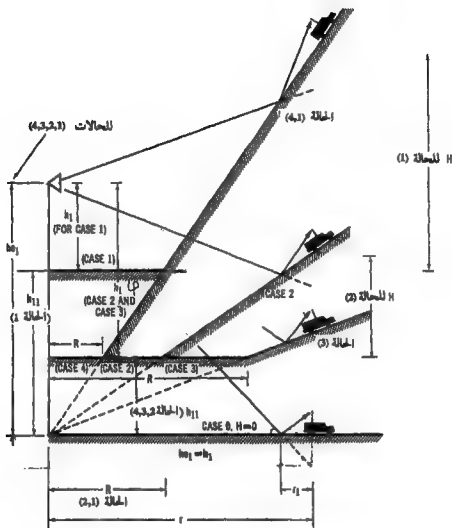
7-4-2

$$h_{e1} = h_1 + \frac{HR}{r - R} = A \quad (\text{ثابت})$$

النوع ب

8-4-2

$$h_{e1} = h_1 + H = A \quad (\text{ثابت})$$





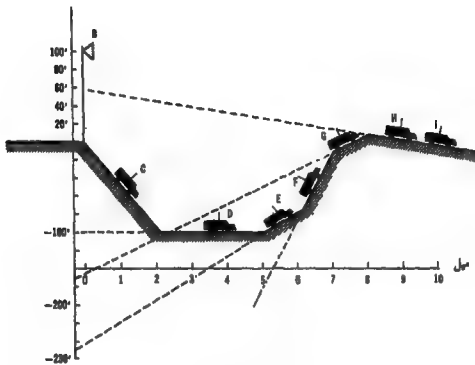
### تطبيق على أرض هضبية (تلال)

إن التنبؤ المعروف هنا هو تنبؤ من نقطة إلى نقطة كما هو مشروح في منشورة في (12) ويمكنه أن يتنبأ عن قيمة إشارة الاستقبال بدقة كبيرة جداً. عند تطبيق هذا التنبؤ يمكن تقليل مدى نشر  $\sigma$  المقدر بـ 8 ديسيبل والمشتق من نموذج منطقة إلى منطقة (انظر الفصل 2-3-6) إلى 3 أو 4 ديسيبل. في منشورة في يقع نشر  $\sigma$  1 طبقاً لنتبته في مناطق معينة ضمن 1 ديسيبل، إن سبب استعمال التنبؤ من نقطة إلى نقطة يعود إلى مايلي:

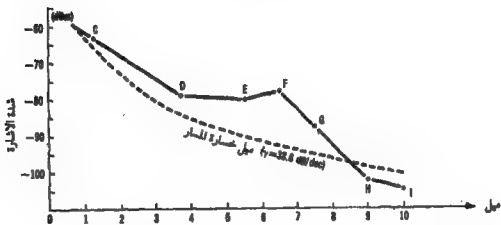
1- يمكن لقيمة النشر 8 ديسيبل التي تم الحصول عليها من نموذج منطقة إلى منطقة والمطبقة فوق أرض منبسطة أن تزداد إذا طبق النموذج على منطقة هضبية، تتغير الإشارة المستقبلية في المنطقة الهضبية وينتج عن ذلك مدى واسع من قيمة النشر  $\sigma$  1 التي نحصل عليها من منحنى خسارة المسار لتلك المنطقة. عندئذ تصبح القيمة المقروءة من منحنى خسارة المسار ليست بذات معنى لأن الفارق بين القيمة المتنبأ بها والقيمة المقاسة يمكن أن يزيد عن  $\pm 8$  ديسيبل أي 16 ديسيبل.

2- لنفترض حدوث تغير شديد في تغير الإشارة في تلك المنطقة، عندئذ وقبل استخدام النقاط الكثيرة للمعطيات المقاسة لإنشاء ميل منحنى خسارة المسار يمكن استخدام علاقة ربح الارتفاع الفعال للهوائي لتصحيح صف المعطيات وكأنها استقبلت من أرض منبسطة. يتناقص مدى النشر بعد التصحيح بشدة، هذه هي الطريقة المستخدمة لإيجاد الميل المتوسط لخسارة المسار والتنبؤ من منطقة إلى منطقة أولاً ومن ثم تستخدم علاقة ربح ارتفاع الهوائي لتصحيح قيمة خسارة المسار الموافقة لذلك الموقع. وبذلك يتم الحصول على التنبؤ من نقطة إلى نقطة.

لتوضيح التنبؤ عن خسارة المسار في منطقة هضبية، نحصل أولاً على ميل خسارة المسار كما في الشكل 2-19 ب. لنفترض أن المسار الراديوي ومسار الوحدة المتقلة هما نفس المسار لسهولة الشرح. ولهذا رسمت الارتفاعات على طول المسار الراديوي في الشكل 2-19 أ. وضعت معاملات التصحيح (ربح أو خسارة ناتجة من علاقة ربح الارتفاع الفعال للهوائي) في الجدول 2-2.



(أ) أرض خفية



(ب) تزايد من نقطة إلى نقطة

## الشكل 19-2

توضيح تأثير التضاريس على ربح الهوائي الفعال عند كل موضع



## جدول 2-2: الريح أو الخسارة الناتجين عن الريح الفعال لارتفاع الهوائي

المواقع	B	C	D	E	F	G	H	I
الموائي الفعال $h_{eff}$ قدم	100	100	200	330	600	250	60	60
الريح (الخسارة) = $20 \log(h_{eff})$ ديسيبل	0	0	6	10.37	15.85	8	(4.4)	(4.4)
البعد (ميل)	0	1.15	3.75	5.5	6.5	7.5	9	10
خسارة المسار من منطقة إلى منطقة								
ديسيبل ميل وات (dbrn) (منطقة ريفية)	46	65	84	90	95	96	100	100
خسارة المسار من نقطة إلى نقطة ديسيبل	46	65	78	79.63	77.15	87	102.5	104.5
ميل وات								

رسمت التنبؤات من نقطة إلى نقطة في الشكل 19-2 ب

### تأثيرات وعورة التضاريس والمنشآت الصناعية

علينا أن نختبر وعورة الأرض وانتظامها باتباع المعيار المبين في القسم 2-3-2 (انظر الشكل 5-2) في المنطقة ذات السطح المنبسط والمتنظم نسبياً. يمكننا الحصول على خسارة المسار من تنبؤ منطقة إلى منطقة المبين في القسم 6-3-2 في السطح الوعر يجب أن يكون الفاصل بين مرتفعين  $S_R$  أعلى من ارتفاع رايلي  $H_R$ . في مثل هذه المنطقة نحصل على خسارة المسار من التنبؤ من نقطة إلى نقطة. في البنية الصناعية تطبق القيم الاحصائية المتنبأ بها فقط في البنية المبينة عشوائياً. إذا وقع بناء شاهق بين الوحدة المتنقلة ومحطة القاعدة ولا توجد عواكس أخرى استحالة استقبال الإشارة في الوحدة المتنقلة. لا تنطبق هذه الحالة على النموذج الاحصائي. مثال ذلك في مدينة نيويورك ويحسب موقع هوائي محطة القاعدة والمنطقة التي تجمع فيها المعطيات عن شدة الإشارة بالوحدة المتنقلة يبلغ الانحراف المعياري أو النشر  $1\sigma$  مقدار 14 ديسيبل.

### 2-4-2 التنبؤ من نقطة إلى نقطة في بيئة معيقة - خسارة الظل -

تحدد نظرية الانعراج التي تنبأ بها فرنل - كيرشوف مقدار خسارة الظل وقد نشرت هذه النظرية في أواسط القرن التاسع عشر وتطبق على الضوئيات أو تقنيات تتبع الأثر الشعاعي. في بيئة الراديو المتنقل تكون المضارب والجبال والعوائق الأخرى أكبر بكثير من طول الموجة التي ينطبق عليها حل الانعراج على حد السكين.

في هذه الشروط لا يتدخل ربح الارتفاع الفعال للهوائي ، هناك اربعة معلمات

مطلوبة هي :

$r_1$  - المسافة من حد السكن إلى محطة القاعدة .

$r_2$  - المسافة من حد السكن إلى الوحدة المتنقلة .

$h_p$  - ارتفاع حد السكن .

$\lambda$  - طول الموجة .

تستخدم معلمة جديدة  $v$  لرسم خسارة الظل حيث :

$$v = -h_p \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right)} \quad 9-4-2$$

المبينة في الشكل 20-2 عندما تكون  $h_p = 0$  و  $v = 0$  فذلك يدل على شرط خسارة 6 ديسيبل . يمكن أن ترى الصورة الفيزيائية في الشكل 21-2 أ مع  $h_p = 0$  . وقد أشير إلى حالتين خاصتين أيضاً .

1 - إذا كانت  $h_p' = h_p$  ،  $r_2' + r_1' > r_2 + r_1$  و  $\lambda' = \lambda$  (ظهرت هذه الحالة في الشكل 21-2 ب) فإن خسارة الظل لمسافة انتشار طويلة أقل منها لمسافة انتشار قصيرة وذلك لأن ، كما يرى من المعادلة 9-4-2 .

$$v' > v, \quad \mathcal{L}_L' > \mathcal{L}_L$$

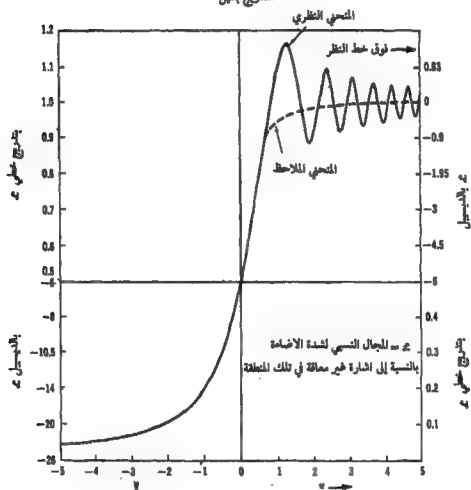
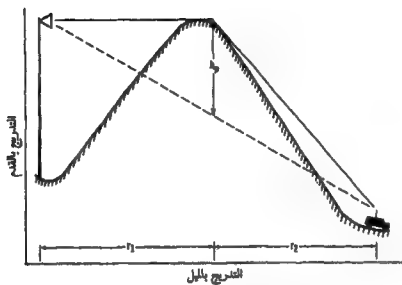
2- إذا كانت  $r_1 \ll r_2$  فإن خسارة الظل لا تعتمد على  $r_1$  كما هو مبين في المعادلة 9-4-2 .

$$v = -h_p \sqrt{\frac{2}{\lambda r_2}}, \quad \mathcal{L}_L = f(h_p \cdot \lambda r_2)$$

يمكن الحصول على خسارة المسار في حالة الانعراج على حد سكن مزدوج من المرجع (13) .

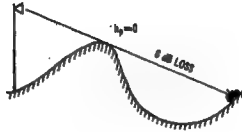
مثال 3-2 :

أوجد خسارة المسار عند النقطة أ عندما تسير الوحدة المتنقلة على الجزيرة المبينة في الشكل م 3-2 وتردها العامل 850 م هـ .



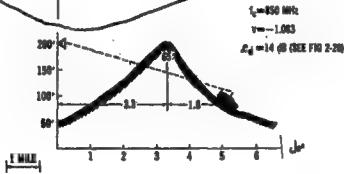
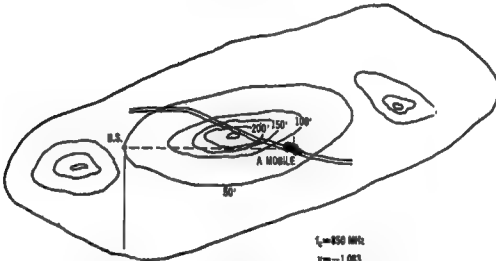
الشكل 20-2 تنبؤ خسارة الظل  $(\frac{0.225}{100} - 20.108) = 20.108$

أ - الصورة الفيزيائية



ب - مقارنة خسارة الظل

الشكل 21-2 تأثير الظل



الشكل م 3-2 مثال لحساب خسارة الظل

رسمت حدود التضاريس في الشكل م 2-3 والمعاملات الثلاثة  $r_2, r_3, h_p$  هي كما يلي :

$$r_1 = 5,28 \text{ كم } (3,3 \text{ ميل})$$

$$r_2 = 2,88 \text{ كم } (1,8 \text{ ميل})$$

$$h_p = 19,5 \text{ م } (65 \text{ قدم})$$

أعطي التردد العامل  $f_c = 850 \text{ م. هـ}$  أي  $\lambda = 1,17$  قدم وتكون المعلمة الجديلة  $v$  كما يلي :

$$v = -h_p \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left( \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right)} = -1.083$$

اقرأ خسارة الانعراج من الشكل 20-2 ب

$$S_L = 14 \text{ dB}$$

## 2 - 5 العوامل الأخرى .

هناك عوامل أخرى كثيرة يمكنها تغيير سوية الاستقبال ، وأكثر هذه العوامل أهمية هو تأثير النباتات وأقنية الشوارع والأنفاق .  
2-5-1 أثر النباتات .

عند معالجة تأثير النباتات هناك اعتباران . ففي نصف الكرة الشمالي تسقط أوراق الأشجار خلال الشتاء وتنمو ثانية خلال الصيف . وكثيراً ما تسبب أوراق البلوط والسنديان والجوز والأشجار المشابهة خسارة إضافية في الإشارة عند الترددات العاملة 400 م. هـ وأعلى . تعتمد هذه الخسارة الإضافية خلال الصيف على نوع الأوراق والتردد العامل . يمكن إجراء دراسة تأخذ هذه العوامل بعين الاعتبار كتتنوع الأوراق والجذوع والغصون وارتفاع الأشجار وكثافة النبات . تصبح خسارة النبات نفسه موضوع بحث . تستخدم البيانات هنا لأغراض التصميم فقط . تسقط الأوراق في الشتاء وتصبح الإشارة المستقبلية أقوى منها في الصيف .  
لانسقط الأوراق بالقرب من خط الاستواء البته ، وتأخذ أشكال الأوراق

كأوراق شجر النخيل تركباً ووقتاً مختلفاً بالمقارنة مع أوراق الولايات الشمالية ويختلف تخامد الاشارة الناتج عن أوراق النخيل عن مثيله الناتج عن الأوراق الشمالية .

اجريت تجارب في منطقة الغابات الاستوائية المطيرة عند الترددات من 50 إلى 800 م هـ وعلى مسافات من 40 م إلى 4 كم ( 131 قدم إلى 2,5 ميل) وكانت جميع أجهزة الارسل والاستقبال محاطة بالغابات وكانت النتائج كما يلي :

1 - تزداد الخسارة خطياً نوعاً ما في التدرج اللوغاريتمي عندما تزداد المسافة . وقد امكن إيجاد قاعدة الخسارة 40 ديسيبل / العقد عند التردد 800 م هـ و 35 ديسيبل / العقد عند التردد 50 م هـ ولهذا إذا تواجدت خسارة النباتات مع حدوث خسارة الراديو المتنقل عند التردد 800 م هـ فمن المتوقع أن تكون قاعدة خسارة المسار اكبر من 40 ديسيبل / العقد . اضافة لذلك يتغير ميل خسارة المسار الحقيقي وفق الحالة الراهنة .

2 - تتزايد الخسارة أسياً مع التردد في التدرج اللوغاريتمي . على مسافة 4 كم ( 2,5 ميل) يكون الفرق في الخسارة بين 80 م هـ و 800 م هـ هو 20 ديسيبل للاستقطاب العمودي و 35 ديسيبل للاستقطاب الأفقي .

تتوافق خسارة النباتات بالنسبة للتردد في القوة الرابعة (  $f^4$  ) المكتشفة في تنبؤ تامير النظري مع خسارة الاستقطاب الأفقي .

3 - يبلغ الفرق في الخسارة بين نوعي الاستقطاب 8-15 ديسيبل عند التردد 50 م هـ و 2-1 ديسيبل عند التردد 800 م هـ . تكون خسارة الاستقطاب الأفقي أقل من خسارة الاستقطاب العمودي عادة .

4 - إن معدل تخامد النباتات على مدى الترددات 50-800 م هـ هو كما يلي :

0,3-0,005 ديسيبل / م للاستقطاب الأفقي

0,51-0,005 ديسيبل / م للاستقطاب العمودي

5 - يلاحظ نشر متأخر بمقدار 0,2 ميكروثانية من التجربة الآتية .

يرتفع هوائي الاستقبال 8 م ( 26 قدم) فوق قمم الأشجار ويوضع هوائي الارسل بين الأشجار وتكون مسافة الانتشار 160 م . من وجهة نظر تصميمية وفي نصف الكرة الشمالي على الأقل إذا كان في المنطقة غابة كثيفة يجب زيادة 10 ديسيبل سلاح في سوية استقبال الاشارة إلى القيمة التي حصل عليها من نموذج خسارة مسار الانتشار للتعويض عن خسارة النبات الصيفي . ومع هذا فمناطق النباتات الكثيفة نادراً ما توجد في المناطق الريفية والمدن ولهذا لا داعي لاعتبار خسارة النبات في هذه

المناطق . في منطقة الغابات يجب اجراء دراسة خاصة عن حالة النبات واتباع قواعد خسارة المسار المذكورة سابقاً . يجب تقدير تخامد النبات على اشارة الاستقبال في الولايات الجنوبية وفق القواعد المذكورة سابقاً .

### 2-5-2 اتجاه الشارع والأثر الفتوي

عندما تكون الوحدة المتنقلة قريبة من محطة القاعدة ضمن 1,6-3,2 كم ( 1-2 ميل) مثلاً فإن اشارة الاستقبال تتأثر اكثر بالمنشآت والمباني حول محطة القاعدة وارتفاع هوائها . في الحالة العامة يبلغ الفرق بين شذئي اشارتين استقبلت احدهما في شارع على استقامة محطة القاعدة والأخرى في شارع عمودي على محطة القاعدة هو 10 ديسيبل تقريباً تتضام هذه الظاهرة على مسافة 8 كم ( 5 ميل) أو أكثر . عندما تجري تجربة من الأفضل تجنب الشوارع التي تكون على استقامة محطة القاعدة والعمودية عليها أو أخذ عينات متساوية العدد من كل نوعية ضمن نصف قطر 3,2 كم ( 2 ميل) وذلك لانشاء متوسط غير منحاز لجيل خسارة المسار لاستخدامه في التصميم .

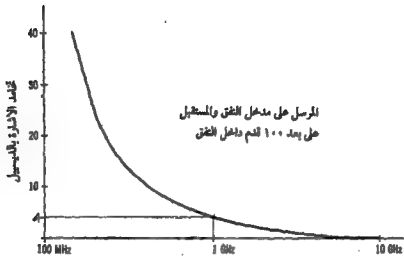
### 2-5-3 تأثير النفق والممر الأرضي .

#### تأثير النفق :

تتخامد الاشارة حسب حجم النفق . في احدى التجارب كان ارتفاع النفق حوالي 4,8 م ( 16 قدم وعرضه 6 م ( 20 قدم ) ووضع المرسل عند مدخله والمستقبل بداخله على بعد 305 م ( 1000 قدم) وكما هو ظاهر في الشكل 22-2 لوحظت خسارة في داخل النفق قدرها 4 ديسيبل عند التردد 1 جـ. هـ. على بعد 305 م ( 1000 قدم) داخل النفق .

#### تأثير الممر الأرضي :

عندما تسير الوحدة المتنقلة عبر ممر أرضي بطول 6-15 م ( 20-50 قدم ) تنخفض الاشارة بمقدار 10-15 ديسيبل . تعتمد فترة تخامد الاشارة على سرعة الوحدة ، فعند سرعة 24 كم/سا (15 ميل / ساعة ( 22 قدم / ثانية) تأخذ اثنتين لعبور الممر ولا تتأثر القناة الصوتية عادة . عندما يكون السير مزدحماً وكثير من العربات يقف تحت الممر الأرضي وكانت تلك العربات تجري نداءات هاتفية متنقلة من الممكن جداً أن تفقد الاشارة .



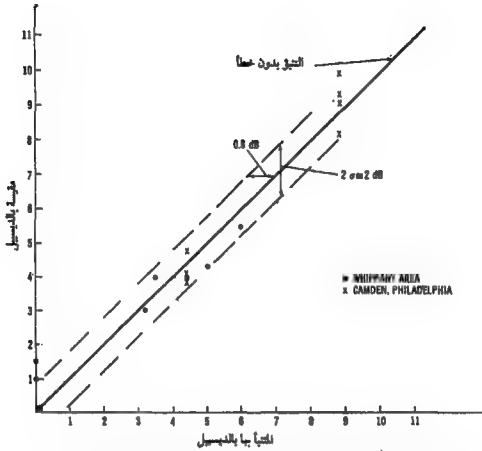
الشكل 22-2 تأثير النفق

## 2 - 6 فائدة التنبؤ من نقطة إلى نقطة.

يؤمن نموذج من منطقة إلى منطقة دقة في التنبؤ عادة ضمن الانحراف المعياري 8 ديسيبل وهذا يعني أن 68% من معطيات خسارة المسار الحقيقية تقع ضمن  $\pm 8$  ديسيبل من القيمة المنتبأ بها. إن مدى عدم التأكد كبير. يقلل التنبؤ من نقطة إلى نقطة مدى عدم التأكد هذا بتطبيق المعلومات المفصلة عن التضاريس على تنبؤ خسارة المسار.

اجريت مقارنات بين قيم التنبؤ والقيم المقاسة باستخدام التنبؤ من نقطة إلى نقطة في مناطق كثيرة. قورنت الفروق في وياني ونيوجرسي وكامدن - فيلادلفيا، رسمت النقاط أولاً بقيم التنبؤ على المحور x والقيم المقاسة على المحور y كما في الشكل 23-2. إن خط الـ 45° هو خط التنبؤ بدون أخطاء. النقاط النقطية هي من منطقة وياني والنقاط المتصلة من منطقة كامدن - فيلادلفيا وكان معظمها قريباً من خط التنبؤ بدون أخطاء ووقع متوسط جميع البيانات مباشرة على خط التنبؤ بدون أخطاء. وقد انحرفت قيم التنبؤ 0.8 ديسيبل فقط عن القيم المقاسة.





الشكل 2-23 | دلالة الاخطاء في التنبؤ من نقطة إلى نقطة بشروط غير معيقة

وجدت فروق أكبر قليلاً في مناطق أخرى. وعلى كل فأكبر فارق بين قيمة التنبؤ والقيمة المقاسة كانت يحدود 3 ديسيبل ومدى الدقة هذا أفضل بكثير إذا ما قورن مع 8 ديسيبل في نموذج من منطقة إلى منطقة.

إن التنبؤ من نقطة إلى نقطة مفيد جداً في تصميم أنظمة الخلية المتنقلة (انظر الفصل 5-5) حيث يقل نصف قطر كل خلية عن 10 ميل وهو يؤمن المعلومات التي تؤكد تغطية منتظمة وتجنب التداخل بين الاقنية. إضافة لذلك يمكن التنبؤ بحدوث تبديل القناة في نظام الخلية بدقة أكبر.

يمكن الحصول على معلومات أكثر في التنبؤ من نقطة إلى نقطة بشروط غير معيقة في المراجع 28 إلى 30 التي تصف نموذج "Lee"

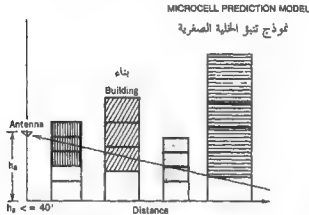
## 7-2 نموذج تنبؤ الخلية الصغيرة :

عندما يكون حجم الخلية صغيراً "نصف قطرها أقل من 1 كم" فإن اتجاه الشارع وكتل الأبنية الانفرادية تؤثر على استقبال الإشارة وقد ذكر هذا سابقاً ، وهي لا تؤدي إلى فوارق ملحوظة في الاستقبال عندما تكون الإشارة قد تخمدت كثيراً عند مسافة تزيد عن 1 كم . عند المسافات البعيدة تكون خسارة انتشار الراديو المتقبل الكبيرة نسبياً (40 ديسيبل/العقد) ناتجة عن اقتراب الموجتين المباشرة والمنعكسة من حالة التساوي. أما النواثر المحلية (الأبنية المحيطة بالوحدة المتحركة) فهي تعكس الإشارة مسببة فقط خفوت تعدد المسارات وليس خسارة المسار عند الوحدة المتحركة. عندما تكون الخلايا صغيرة فإن الإشارة التي تصل إلى الوحدة المتحركة تسد بواسطة الأبنية الانفرادية وهذا يضعف شدة الإشارة ويعتبر جزءاً من خسارة المسار. ولهذا يجب أن نأخذ منحى آخر في التنبؤ وهو ماسيوصف في الفقرة التالية : في الخلايا الصغيرة نحسب الخسارة بناء على أبعاد كتل الأبنية. بما أن زوايا الورد الأرضية للأشواج تكون عادة صغيرة نتيجة لانخفاض ارتفاعات الهوائيات المستخدمة في الخلايا الصغيرة فإن الارتفاعات الحقيقية للأبنية في وسط مسارات الانتشار ليست هامة كما هو مبين في الشكل 2-24 ، لهذا نستخدم المصورات الفوتوغرافية ذات البعدين فقط. وعلى الرغم من أن الإشارة المستقبلة القوية عند الوحدة المتحركة تأتي من الأشواج المنعكسة المتعددة للمسارات وليس من الأشواج النافذة من خلال المباني فإن هناك ترابطاً بين توهين الإشارة وكمية المباني على طول المسار الراديوي. وكلما زاد عدد المباني كان توهين الإشارة أعلى يمكننا استخدام صورة هوائى لحساب الأطوال النسبية لمسارات الأشواج المباشرة التي أوهنتها المباني (انظر الشكل 2-25). عندما لاتسد الموجة من قبل المباني فهي عندئذ حالة محط نظر مباشر. من معطيات القياس خلال شوارع تتوافر فيها حالة محط نظر مباشر نشكل منحني استقبال إشارة محط النظر  $P_{rec}$ . وأيضاً من الإشارة المقاسة  $P_{me}$  خلال شوارع خارج حالة محط النظر المباشر ضمن الخلية . نشكل منحني توهين الإشارة الاضائي  $\alpha$  الناتج عن ذلك الجزء من الأبنية الموجودة على طول المسار المباشر وذلك بطرح الإشارة المستقبلة من  $P_{rec}$  . لتشكيل علاقة توهين الإشارة الاضائي  $\alpha$  تتبع الخطوات التالية :

- 1- احسب طول الانسداد الكلى B باضافة أبعاد الأبنية الانفرادية. مثال ذلك  $B=a+b+c$  عند النقطة A كما هو مبين في الشكل 2-26.

- 2- قس شدة الإشارة  $P_{los}$  لحالة خط نظر مباشر.
- 3- قس شدة الإشارة  $P_{ov}$  لحالة خارج خط نظر مباشر.
- 4- المتوسط المحلي عند النقطة A هو  $P_{ov}$ . المسافة من محطة القاعدة الى الوحدة المتنقلة هي  $d_A$  طول الانسداد B عند النقطة A هو  $B = a + b$ . عندئذ تحسب قيمة  $\alpha_B$  لطول الانسداد B من العلاقة :

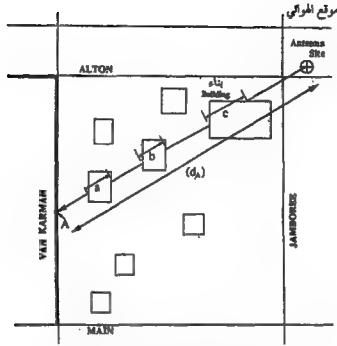
$$\alpha_B(B = a + b + c) = P_{los}(d = d_A) - P_{ov} \quad (\text{at } d_A)$$



الشكل 24-2 آلية الانتشار الهوائي منخفض الارتفاع في موقع خلية



الشكل 25-2 عينة لصورة هوائي



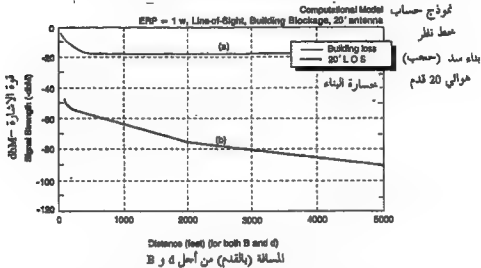
الشكل 26-2 انشغال المسار بالأبنية عند الموقع A ، إذا  $B=a+b+c$

بعد ذلك يتم انهاء منحني توهين الإشارة الاضائي المبني على الانسداد بالأبنية تجريبياً كما هو مبين في الشكل 27-2 . تم الحصول على المنحني  $\alpha_0$  في إيرفين - كاليفورنيا . يري المنحني سرعة التوهين الحاصلة عندما كانت B أقل من 500 قدم . عندما تكون B أكثر من 1000 قدم يلاحظ الثبات التقريبي لقيمة التوهين ونفي 20 ديسيبل . ويمكن تفسير ذلك بظاهرة منعطف الشارع كما هو مبين في الشكل 28-2 . لوحظ التوهين السريع على إشارة الوحدة المتحركة خلال الانعطاف من شارع لآخر أي عندما تبدأ B من الصفر وتزداد بعد أن تصل B إلى 500 قدم تبقى شدة الإشارة المستقبلة  $P_{\text{rec}}$  أقل بمقدار 18 ديسيبل من  $P_{\text{tx}}$  مع لزيادة المسافة  $d$  . قيس مسارات المسارات في حالة عطف نظراً لمباشر لسلسلة من ارتفاعات الهوائيات وخلال شوارع كثيرة . وقد لوحظ ربح ارتفاع الهوائي بمقدار 9 ديسيبل/الضعف (30 ديسيبل/العقد) عند تغير ارتفاعه في غلابة صغيرة وكما هو مبين في الشكل 29-2 وهذا ناتج عن حقيقة أن زوايا الميل في الخلال الصغيرة تكون عادة أكبر من  $10^\circ$  . في نموذج تنبؤ الخلية الصغيرة نستخدم منحنيين  $\alpha_0$  و  $\alpha_1$  للتنبؤ عن شدة الإشارة المستقبلة ، ولهذا يمكن تشكيل نموذج الخلية الصغيرة (الخلية الصغيرة) على الشكل التالي :

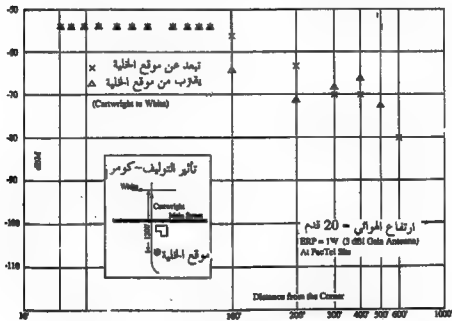
$$P_r = P_{\text{tx}} - \alpha_0$$

2-7-2

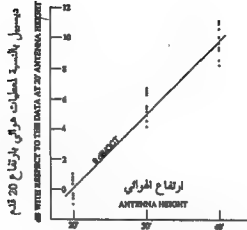
حيث  $P_{\text{avg}}$  خسارة مسار محط النظر المباشر (المقيس)  $\alpha_B$  الخسارة  
 الاضافية الناتجة عن طول مجموع كتل الأبنية B على طول المسار. في الشكل 27-2  
 القدرة المشعة الفعالة عند موقع الخلية هي 1 واط وارتفاع الهوائي 20 قدم .



الشكل 27-2 معلومات تبين الخلية الصغيرة  
 ١- خسارة محط النظر المباشر ب-  $\alpha_B$  الناتجة عن الانسداد بالأبنية



الشكل 28-2 تأثير المنعطف الحرج في ايرفين-كاليفورنيا .



الشكل 29-2 تأثير ارتفاع الهوائي في انظمة الخلية الصغيرة .

العلاقات الواجب تقييمها هي (من الشكل 27-2) :

$$P_{ms} = P_t - 77 \text{ dBm} - 21.5 \log \frac{d}{100'} + 30 \log \frac{h_t}{20} \quad 100' \leq d < 200'$$

$$= P_t - 83.5 \text{ dBm} - 14 \log \frac{d}{200'} + 30 \log \frac{h_t}{20} \quad 200' \leq d < 1000' \quad 2-7-2$$

$$= P_t - 93.3 \text{ dBm} - 36.5 \log \frac{d}{1000'} + 30 \log \frac{h_t}{20} \quad 1000' \leq d < 5000'$$

استعمل نموذج كبر الخلية الرئيسة من أجل  $d < 5000'$

$$\alpha_p = 0$$

$$1' \leq B$$

$$= 1 + 0.5 \log(B/10) \quad 1' \leq B < 25' \quad 3-7-2$$

$$= 1.2 + 12.5 \log(B/25) \quad 25 \leq B < 600'$$

$$= 17.95 + 3 \log(B/600') \quad 600' \leq B < 3000'$$

$$= 20 \text{ dB} \quad 3000' \leq B$$

حيث  $P_t$  القدرة الفعالة المشعة بالديسيبل م (dBm) و  $d$  المسافة الكلية

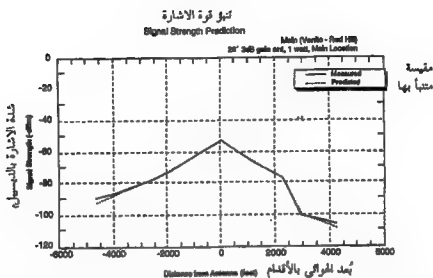
بالأقدام و  $h_t$  ارتفاع الهوائي بالأقدام و  $B$  طول الانسداد. بتعويض المعادلة 2-7-2

والمعادلة 3-7-2 في المعادلة 1-7-2 نحصل على الإشارة المستقبلية المتنبأ بها  $P_r$ .

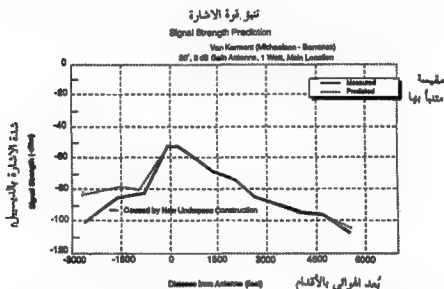
$$P_r = P_o + \gamma_o \log \frac{B}{B_o} - \gamma_l \log B \quad 4-7-2$$

لقد تم التحقق من نموذج الخلية الصغيرة هذا في منطقتي ايرفين وسان دييغو

في كاليفورنيا وكانت النتائج جيدة وهي مبينة في الشكلين 30-2 و 31-2



الشكل 2-30 مقارنة بين المعطيات المقاسة ومنحنى التنبؤ في الشارع الرئيسي في إرفين



الشكل 2-31 مقارنة بين المعطيات المقاسة ومنحنى التنبؤ في فون كارمن في إرفين

عند منطقة هضبية يمكن تعديل المعادلة 2-7-1 بإضافة حد ربح ارتفاع الهوائي الذي تم الحصول عليه من الشكل 2-29 على الشكل :

$$P_r = P_{loss} - \alpha_B + 30 \log \frac{h_r}{h_a} \quad \text{2-7-5}$$

إن التنبؤ من نموذج الخلية الصغيرة ليس صحيحاً كما هو من نموذج الخلية الكبيرة. وهذا ناتج عن حقيقة أننا نستخدم أداة تنبؤ احصائية للتنبؤ عن إشارة هي أقرب لحالة مقررة حيث مسافة الانتشار قصيرة .

## REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., and Y. S. Yeh, "On the Estimation of the Second-Order Statistics of Log-Normal Fading in Mobile Radio Environment," *IEEE Trans. Commun. Com-22*: 6 (June 1974): 869-873.
2. Lee, W. C. Y., "Estimate of Local Average Power of a Mobile Radio Signal," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-34: 1 (Feb. 1985): 22-27.
3. Attwood, S. S., ed., "The Propagation of Radio Waves through the Standard Atmosphere," *Summary Technical Report of the Committee on Propagation 3* (Washington, DC: Reports and Documents, 1946): 250.
4. Beckmann, P., and A. Spizzichino, *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces* (Macmillan, 1963): 20.
5. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 107.
6. Bell System Practices *Public Land Mobile and UHF Maritime Systems Estimates of Expected Coverage* (Radio Systems General, July 1963).
7. Kelley, K. K., II, "Flat Suburban Area Propagation of 821 MHz," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 27 (Nov. 1978): 198-204.
8. Ott, G. D., and A. Pitkins, "Urban Path-Loss Characteristics at 820 MHz," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 27 (Nov. 1978): 189-197.
9. AT&T to FCC, "Advanced Mobile Phone Service—Development System Report," no. 5 (June 5, 1978).
10. Okumura, Y., E. Ohmori, T. Kawano, and K. Fukuda, "Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land Mobile Service," *Rev. Elec. Comm. Lab* 16 (Sept.-Oct. 1968): 825-873; also reprinted in *IEEE*.
11. Young, W. R., "Mobile Radio Transmission Compared at 150 to 3700 MC," *Bell Sys. Tech. J.* 31 (Nov. 1952): 1068-1085.
12. Lee, W. C. Y., "Studies of Base-Station Antenna Height Effects on Mobile Radio," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-29: 2 (May 1980): 252-260.
13. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 126.
14. Swarup, S., and R. K. Tewari, "Propagation Characteristics of VHF/UHF Signals in Tropical Moist Deciduous Forest," *J. Instr. Electronics Telecom. Engr.* 21: 3 (1975): 123-125.
15. Swarup, S., and R. K. Tewari, "Depolarization of Radio Waves in a Jungle Environment," *IEEE Trans. Antenna Propagation* AP-27: 1 (Jan. 1979): 113-116.
16. Vincent, W. R., and G. H. Hagn, "Comments on the Performance of VHF Vehicular Radio Sets in Tropical Forests," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-18: 2 (Aug. 1969): 61-65.
17. Tamir, T., "On Radio-Wave Propagation in Forest Environments," *IEEE Trans. Antenna Propagation* 15 (Nov. 1967): 806-817.
18. Tamir, T., "On Radio-Wave Propagation along Mixed Paths in Forest Environments," *IEEE Trans. Antenna Propagation* AP-25 (July 1971): 471-477.



19. Sass, P. F., "Propagation Measurements for UHF Spread Spectrum Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 32 (May 1983): 168-176.
20. Hufford, G. A., R. W. Hubbard, L. E. Patt, J. E. Adams, S. J. Paulson, and P. F. Sass, *Wideband Propagation Measurements in the Presence of Forests* (Fort Monmouth, NJ: U.S. Army Communications Electronics Command Jan., 1982): ADA113698.
21. Reudink, D. O., and M. F. Wazzowicz, "Some Propagation Experiments Relating to Foliage and Diffraction Loss at X-band and UHF Frequencies," *IEEE Trans. Commun.* 21 (Nov. 1973): 1198-1206.
22. Basis, A. P., M. E. Johnson, and M. J. Miles, "Analysis of Propagation Measurements over Irregular Terrain in the 96- to 9200-MHz Range," *ESSA Tech. Rep.* (Boulder, CO: U.S. Dept. of Commerce March, 1969): ERL 114-ITS 82.
23. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering*, 134.
24. *Ibid.*, 133.
25. Reudink, D. O., "Mobile Radio Propagation in Tunnels," *IEEE Trans. Veh. Tech.* (Group Conference, San Francisco, CA, Dec. 2-4, 1968).
26. Emslie, A. G., R. L. Lagace, and P. F. Strong, "Theory of the Propagation of UHF Radio Waves in Coal Mine Tunnels," *IEEE Trans. Antenna Propagation* 23 (March 1975): 192-205.
27. Lee, W. C. Y., "Base-Station Antenna Height," 252-260.
28. Lee, W. C. Y., "A New Propagation Path-Loss Prediction Model for Military Mobile Access," *IEEE Milcom.* 85: 2, Boston, MA (Oct. 1985): 19.2.1-19.2.10.
29. IEEE VTS Committee on Radio Propagation "Lee's Model," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, Feb. 1988, pp. 68-70.
30. Lee, W. C. Y., "Lee's Model," *IEEE VTS 42nd Conference Proceedings*, Denver, CO, May 10-13, 1992, pp. 343-348.

## ADDITIONAL REFERENCES

1. Bullington, K., "Radio Propagation for Vehicular Communications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-26: 4 (Nov. 1977): 295-308.
2. Dadson, Clifford E., "Radio Propagation Terrain Factors; Mobile Radio Field Strength Prediction and Frequency Assignment; Computer Methods," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 24 (Feb. 1975): 1-8.
3. Forrest, Robert T., "Land Mobile Radio, Propagation Measurements for System Design," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-24 (Nov. 1975): 46-53.
4. Hagn, G., "Radio System Performance Model for Predicting Communications Operational Ranges in Irregular Terrain," *Proc. 29th IEEE Vehicular Technology Conference Record* (1979): 322-330.
5. Jensen, Robert, "900 MHz Mobile Radio Propagation in the Copenhagen Area," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-26 (Nov. 1977).
6. Turin, G. L., "Simulation of Urban Location Systems," *Proc. 21st IEEE Vehicular Technology Conference Record* (1970).
7. Wait, James R., "Radiowave Propagation; Hills and Knife-Edge Obstacles; Diffraction Losses," *IEEE Trans. Antenna Propagation* 15 (Nov. 1968): 700.
8. Nielson, D. L., "Microwave Propagation Measurements for Mobile Digital Radio Applications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-27 (Aug. 1978): 117-132.
9. French, R. C., "Radio Propagation in London," *Radio Electronic Engr.* 46 (July 1976): 333-336.
10. Young, W. R., "Comparison of Mobile Radio Transmissions at 150, 450, 900 and 3700 MHz," *Bell Sys. Tech. J.* 31 (Nov. 1952): 1068-1085.
11. Graziano, V., "Propagation Correlations at 900 MHz," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-27 (Nov. 1978): 182-188.
12. Reudink, D. O., "Properties of Mobile Radio Propagation above 400 MHz," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-23 (Nov. 1974): 143-160.
13. Hata, M., "Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-29 (1980): 317-325.
14. Akeyama, A., Nagatsu, T., and Ebine, Y., "Mobile Radio Propagation Characteristics and Radio Zone Design Method in Local Cities," *Rev. Elec. Comm. Lab.* 30: 2 (1982): 308-317.
15. Longley, A. G., and Rice, P. L., "Prediction of Tropospheric Radio Transmission Loss over Irregular Terrain, a Computer Method-1968," *ESSA Tech. Report ERL 79-ITS 67 NTIS 676874* (1968).
16. Barsis, A. P., "Radio Wave Propagation over Irregular Terrain in the 76- to 9200-MHz Frequency Range," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-20: 2 (1971): 41-62.
17. Durkin, J., "Computer Prediction of Service Areas for VHF and UHF Land Mobile Radio Services," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-26: 4 (1977): 323-327.

18. Palmer, F. H., "The CRC VHF/UHF Propagation Prediction Program: Description and Comparison with Field Measurements," *AGARD Conference Proc. 238* (Canada, Nov. 1978): 49-1-49-15.
19. Egli, J. J., "Radio Propagation above 40 MHz over Irregular Terrain," *Proc. IRE* 45 (Oct. 1975): 1382-1391.
20. Murphy, J. P., "Statistical Propagation Model for Irregular Terrain Paths between Transportable and Mobile Antennas," *AGARD Conf. Proc. 70* (1970): 49-1-49-20.
21. Allsebrook, K., and Parsons, J. D., "Mobile Radio Propagation in British Cities at Frequencies in the VHF and UHF Bands," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-26: 4 (1977): 313-323.
22. Ibrahim, M. F., and Parsons, J. D., "Urban Mobile Radio Propagation at 900 MHz," *IEEE Elec. Letters* 18: 3 (1982): 113-115.



### 3 - حساب الخفوتات وطرق تقليلها

- 1-3 خفوت الاتساع .
- 2-3 التعديل الطوري العشوائي والتعديل الترددي العشوائي .
- 3-3 الخفوت الانتقائي والتعديل الترددي العشوائي الانتقائي .
- 4-3 انظمة التنوع .
- 5-3 تقنيات الضم .
- 6-3 معدل خطأ البتات ومعدل خطأ الكلمات في بيئة الخفوت .
- 7-3 حساب شدة الاشارة فوق سوية محددة في (خلية وحدة متنقلة مستقرة) .
- 8-3 تعديل نطاق جانبي وحيد .



### 3-1-1 خفوت الاتساع.

ان تابع الكثافة الاحتمالي وتابع التوزيع الاحتمالي التراكمي هما تابعان إحصائيان من الدرجة الأولى. وبالتعريف، هما ليسا تابعين للزمن.

لقد ذكر تابع الكثافة الاحتمالي والتوزيع الاحتمالي التراكمي لرايلي (المتعلق بمركبات موجة غير مباشرة) وتوزيع رايسيان (المتعلق بموجات غير مباشرة بالإضافة إلى مركبة موجة مباشرة) في الفصلين 2-5-1 و 3-5-1 على التوالي.

يركز هذا الفصل على التوابع الاحصائية من الدرجة الثانية على الخفوت، ان توابع الدرجة الثانية الإحصائية تابعة للزمن مثل: معدلات تقاطع المستوى ومتوسط فترات الخفوت وتوزيع فترات الخفوت.

وقد ظهرت العلاقة العامة للتوابع الاحصائية من الدرجة الثانية في الفصل 4-5-1. ان حالة خفوت رايلي بعلم وجود مركبات مباشرة في الاستقبال هو اسوأ أنواع الخفوت في بيئة الراديو المتنقل وستدرس هذه الحالة بإمعان. في حالة الاتصالات الراديوية المتنقلة تتحرك أجهزة الراديو ولهذا تتغير شدة الاشارة المستقبلية وهذا ما يدهى بخفوت الاشارة قصير الأجل.

ان الخفوت قصير الأجل تابع للزمن أو لسرعة العربة، ولهذا فإن خصائص الخفوت قصير الأجل هي احصائية من الدرجة الثانية. ان معدلات المستوى ومتوسط فترات الخفوت وتوزيع فترات الخفوت في خفوت رايلي كما يلي:

#### 3-1-1 معدلات تقاطع المستوى: ( $lcr$ )

ان معدل تقاطع المستوى هو:

$$n(R) = n_0 \cdot n_R \quad 1-1-3$$

حيث  $n_R$  لا يعتمد على التردد أو السرعة وهو تابع لاتساع الاشارة فقط ويُعطى بالعلاقات:

$$n_{R_1} = R_2 e^{-R_1^2} \quad (\text{للحلل الكهربائي } E_H) \quad 2-1-3$$

$$n_{R_2} = \sqrt{1 - \frac{1}{2} \cos 2\alpha} \cdot R_2 \cdot \exp(-R_2^2) \quad (\text{للحلل المغناطيسي } H_x) \quad 3-1-3$$

$$n_{R_0} = \sqrt{1 + \frac{1}{2} \cos 2\alpha \cdot R_0 \cdot \exp(-R_0^2)} \quad (\text{للحقل المغناطيسي Hy}) \quad 4-1-3$$

حيث R1 هي غلاف الحقل الكهربائي بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيع  $R_1 = r_1 \sqrt{r_1^2}$  و R2 غلاف الحقل المغناطيسي Hx بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيع  $R_2 = r_2 \sqrt{r_2^2}$  و R3 غلاف الحقل المغناطيسي Hy بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيع  $R_3 = r_3 \sqrt{r_3^2}$  ان العلاقة بين القيم الثلاث لجذر متوسط التربيع هي  $r_1^2 = 2r_2^2 = 2r_3^2$  واتجاه سير العربة هو  $\infty$  . يري الشكل 1-3-1 احداثيات هذه المعادلات . تتعلق  $n_R$  كثيراً بتابع الكثافة الاحتمالي لخفوت وايلى كما تبين المعادلة (10-5-1)

$$n_{R_1} = \frac{1}{2} P(R) \quad 5-1-3$$

يعطى معامل التقييس  $n_0$  في المعادلة 1-1-3 على الشكل :

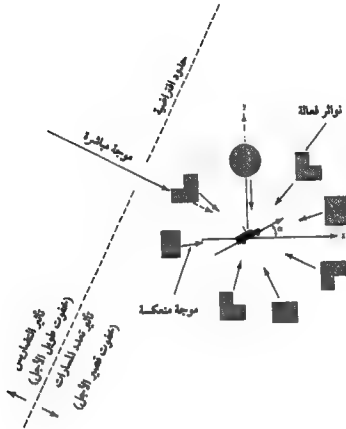
$$n_0 = \frac{\beta V}{\sqrt{2\pi}} = \sqrt{2\pi} \frac{V}{\lambda} = 2.5 \cdot \frac{V}{\lambda} \quad 6-1-3$$

وهو تابع للتردد وسرعة العربة . رسمت المعادلات السابقة في الشكل 2-3 . يمكن الحصول على معدل تقاطع المستوى بسهولة وهو مطابق تقريباً للقيم التجريبية .

يمكن الحصول على معدلات تقاطع المستوى النظرية لمستويات مختلفة من الشكل 2-3 باعطاء التردد وسرعة العربة . تؤخذ معدلات تقاطع المستوى التجريبية بقَدِّ مرات التقاطع الموضحة في الفصل 4-5-1 . يحدث معدل تقاطع المستوى الاعظمي دائماً عند سوية 3 ديسيبل أقل من متوسط سوية الاستطاعة . يمكن برهنة ذلك بإشتقاق المعادلة 2-1-3 أو المعادلة 5-1-3 بالنسبة لـ  $R_1$  :

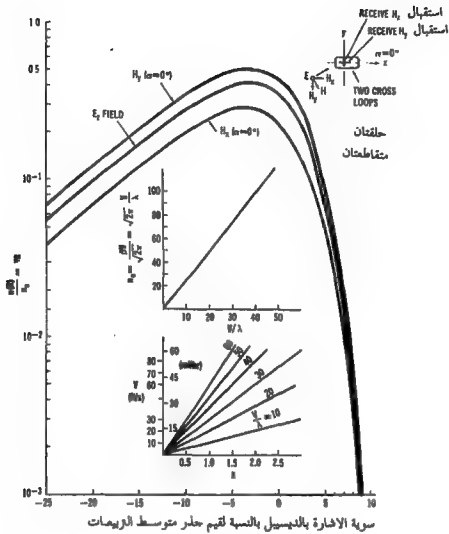
$$\frac{d}{dR_1}(n_{R_1}) = 0$$





الشكل 1-3  
احداثيات النموذج متعدد المسارات

وهذا يعني أن أعظم قيمة لـ  $R1$  هي عندما تكون  $R = 1/\sqrt{2}$  والتي هي 3-  
ديسيبل بالنسبة لقيمة جذر متوسط التربيع لها.



الشكل 2-3

معدلات تقاطع المستوى للحقول  $H_x, H_y, E_z$  لإشارات الراديو المنقلة

مثال 1-3 : استقبلت إشارة 850 م هـ جوائي ثنائي الأقطاب على وحدة متنقلة تسير بسرعة 24 كم/سا (15 ميل / ساعة). ما هو معدل تقاطع المستوى المتوقع عند سوية 10 ديسيبل أقل من متوسط سوية الاستطاعة؟ من الشكل 2-3 .

$$n_0 = 47$$

$$n_{R_1} = 0.284$$

$$n(R_1) = 47 \times 0.284 = 13.35 \text{ ثانية هو إذاً فعدد التقاطع /}$$

للحصول على معدل تقاطع المستوى التجريبي نحسب متوسط سوية القدرة .

$$7-1-3 \quad \text{القدرة المتوسطة} = \frac{\sum_{i=1}^N r_i^2}{N} = (rms)^2 \quad (r_i \text{ بالفولط في معطيات رقمية})$$

$$(r \text{ بالفولط في معطيات ثنائية}) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi r^2 d\theta$$

ثم نحسب معدل تقاطع المستوى عند أي سوية قدرة بالنسبة لهذه السوية .

مثال 2-3 : من السهل أحياناً أن نجد سوية القدرة من جزء من المعطيات المقاسة خاصة إذا لم تتوفر إمكانية وجود حاسوب . بافتراض أن المعطيات المقاسة تأتي بتوفر الشروط المشروحة في المثال 1-3 فإن خطوات الحصول على متوسط سوية القدرة لهذا الجزء من المعطيات (المبينة في الشكل 3-3) تكون كما يلي :

1- ارسم أولاً خمسة خطوط بتزايد سوية 2 ديسيبل (بالنسبة لسوية dBm أو أي سوية جديدة) وذلك عبر المعطيات المستقبلية بجوار متوسط سوية القدرة واستخدام الدقة المكبرة كما في الشكل 3-3 .

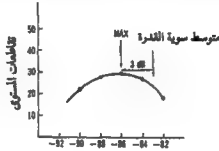
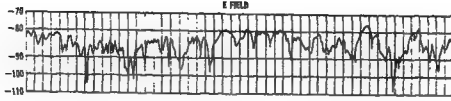
2- عد الميول الموجبة للتقاطعات عند كل مستوى وعلى طول المعطيات . وقسم عدد تقاطع المستوى على طول الزمن ويكون الناتج هو معدل تقاطع المستوى لكل مستوى اتساعي .

3- ارسم معدل تقاطع المستوى مع مستويات الاتساعات .

4- ارسم المنحني المطابق للنقاط الخمسة لمعدلات تقاطع المستوى وغذا الوضع الأعظمي .

5- يكون متوسط سوية القدرة أعلى بـ 3 ديسيبل من سوية مستوى العدد الأعظمي للتقاطعات .

وما دام متوسط سوية القدرة قد وجد لذلك الجزء المحدد من المعطيات فإن أية سوية قدرة يمكن تحديدها بناء على متوسط سوية القدرة (أو ما يدعى سوية قيمة جذر متوسط التربيع) .



الشكل 3-3

طريقة تقدير متوسط سوية القدرة من جزء من معطيات الصف

مثال 3-3 : قارن معدل تقاطع المستوى التجريبي مع التنبؤ النظري . من معطيات الصف المبينة في الشكل 3-3 أوجد أولاً : السوية الأقل بـ : 10 ديسيبل من سوية متوسط القدرة ثم عد مرات تقاطع المستوى في فترة (5) ثوان وهي (73) ثم حول الى معدل تقاطع المستوى وهو 14,6 وهو قريب جداً من معدل تقاطع المستوى المتوقع 13,35 المحسوب في المثال 1-3

2-1-3 متوسط فترة الخفوت

يعطى متوسط فترة الخفوت  $\bar{t}(R)$  بالعلاقة :

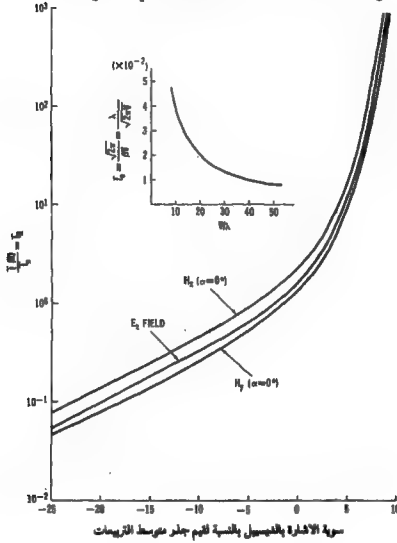
$$\bar{t}(R) = \frac{CPD}{\log} = \frac{P(r \leq R)}{n(R)} = \frac{\text{التوزيع الاحتمالي التراكمي}}{\text{معدل تقاطع المستوى}} \quad 8-1-3$$

أو

$$\bar{z}(R) = \left( \frac{1}{n_0} \right) \frac{P(r \leq R)}{n_R} = \bar{z}_0 \cdot \bar{z}_R$$

9-1-3

(انظر المعادلة 27-5-1) ، رسمت المعادلة 9-1-3 في الشكل 4-3



#### الشكل 4-3

متوسط فترة الخفوت للحقول  $H_z$   $H_x$   $H_y$  لإشارة الراديو المتنقل

مثال 4-3 : في نفس شروط المثال 1-3 ما هي التنبؤات النظرية  $\bar{\tau}_0$  و  $\bar{\tau}_R$  لاشارة الحقل E :  
الحل:

$$\bar{\tau}_0 = \frac{1}{47} = 0.0213$$

$$\bar{\tau}_R = 0.352$$

$$\bar{\tau}(R) = \bar{\tau}_0 \cdot \bar{\tau}_R = 0.00749 \text{ second}$$

مثال 5-3 : من المعطيات المقيسة احسب، دون مساعدة الحاسوب، متوسط فترة الخفوت بنفس شروط المثال 1-3 . من الصعب الحصول على متوسط فترة الخفوت مباشرة. لهذا نحصل على تابع التوزيع الاحتمالي التراكمي ومعدل تقاطع المستوي أولاً ونحسب متوسط فترة الخفوت من المعادلة 8-1-3 .  
في بيئة خفوت رايلي يتبع التوزيع الاحتمالي التراكمي منحني رايلي دائماً والمبين في الشكل 12-1 . عند السوية - 10 ديسيبل يكون :  $P(x \leq -10 \text{ dB}) = 0.09$   
معدل تقاطع المستوي الذي تم الحصول عليه تجريبياً من المثال 3-3 هو 14,6 . اذاً :  
متوسط فترة الخفوت من المعادلة 8-1-3

$$\tau(R) = \frac{0.09}{14,6} = 0.00612 \text{ second}$$

نتفق نتيجة هذا المثال مع نتيجة المثال 4-3 تقريباً.

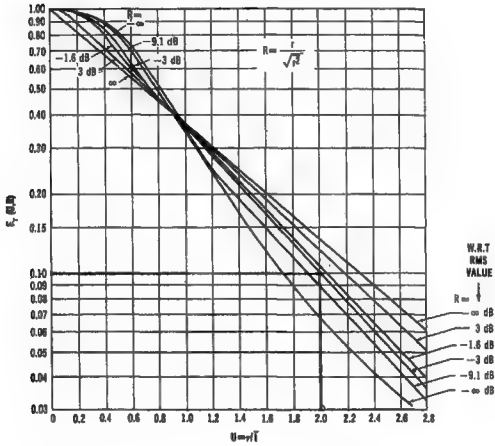
### 3-1-3 توزيع فترات الخفوت :

إن إستنتاج توزيع فترة الخفوت معقد جداً، غير أنه مفيد جداً عند تعميم نسق التشويش في بيئة الخفوت، حسب رايس توزيع فترة الخفوت  $F_T(u, R)$  المبين في الشكل 5-3 حيث :

$$u = \pi \bar{\tau}.$$

وقد بين حالة احتمال  $R(\bar{\tau}) < R$  لفترة تدوم أكثر من  $\bar{\tau}$  . متوسط فترة الخفوت هو  $\bar{\tau}$  و R هو الغلاف بالنسبة لقيمة جلد متوسط التوزيع .

مثال 6-3 : ما هو احتمال حدوث خفوت يدوم لفترة تزيد عن ضعف متوسط فترة الخفوت عند سوية 3 ديسيبل أقل من قيمة جذر متوسط التريعم ؟  
من الشكل 5-3 نجد أن احتمال الحدوث هو 10% .



الشكل 5-3

الاحتمال  $F_r(u, R)$  حيث  $R(t) < R$  لفترة أطول من  $\tau$  .  
غلاف إشارة ضجيج نطاق ضيق طبيعي (غوسي) .

4-1-3 : ارتباط الغلاف بين هوائين قريبين من بعضهما على وحدة متقلة .  
 يمكن التعبير عن معامل الارتباط بين أشارتين مستقبليتين بفواصل ترددي وزمني في وحدة متقلة تسير بسرعة (v) بإحدى الحالتين :  
 أ - بين حقلين E (أو حقلين H)

$$\rho_r(\Delta\omega, \tau) = \frac{J_0^2(\beta V \tau)}{1 + (\Delta\omega)^2 \Delta^2} \quad (10-1-3) \text{ فاصل ترددي وزماني}$$

أو

$$\rho_r(\Delta\omega, \Delta d) = \frac{J_0^2(\beta \cdot \Delta d)}{1 + (\Delta\omega)^2 \Delta^2} \quad (11-1-3) \text{ فاصل ترددي وفراحي}$$

حيث  $J_0(\cdot)$  تابع بسل من النوع الأول والدرجة صفر، سرعة العربة (v) والفواصل الزماني  $\tau$ ، وهذا يكافئ فاصلاً فراغياً  $\Delta d = v\tau$  والفواصل الترددي هو  $\Delta\omega$  أما  $\Delta$  فهو نشر التأخير المشروح في الفصل 6-5-1 .  
 ب - بين حقلين E و H : بما أن معامل الارتباط بين E و H هو :

$$\rho_{eh}(\Delta d) = J_1^2(\beta \cdot \Delta d)$$

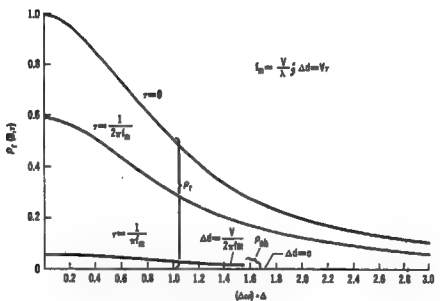
ويأتبع نفس شكل المعادلة 11-1-3 نحصل على :

$$\rho_{eh}(\Delta\omega, \Delta d) = \frac{J_1^2(\beta \cdot \Delta d)}{1 + (\Delta\omega)^2 \cdot \Delta^2} \quad (12-1-3)$$

حيث  $J_1(\cdot)$  هو تابع بسل من النوع الأول والدرجة الأولى  
 رسمت المعادلتان 10-1-3 و 12-1-3 في الشكل 6-3 . في حالة  $\Delta d = 0$  (أو  $\tau = 0$ ) يمكن القول أن هوائياً واحداً استخدم في الوحدة المتقلة . وفي حالة  $\Delta\omega = 0$  فهذا يعني أن تردداً واحداً استخدم، وفي حالة كون كل من  $\Delta d$  و  $\Delta\omega$  لا يساوي الصفر فهذا يعني أن نوعاً من التنوع الترددي والفراحي قد طبقا في نفس الوقت، يمكن أن يدعى نظام التنوع المهجين . في الحالات العملية يستخدم إما التنوع



الفراغي ( $\Delta\omega = 0$ ) أو التنوع الترددي ( $\Delta d = 0$ ). يحافظ النوع الأول على العليف الترددي ويتطلب الآخر هوائياً واحداً فقط. وفي بعض الاحيان يكون أداء نظام التنوع المهجين أفضل من تنوع رباعي الفروع لأي من النوعين.



الشكل 6-3

منحني غلاف معامل الارتباط مقابل جداء الفاصل الترددي  $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$  ونشر التأخير الزمني  $\Delta$ .

### 5-1-3 طيف القدرة:

عند التردد المتوسط:

- تعطى مكونات الحقول الثلاث لطيف القدرة:  $S_{\omega}(f)$ ,  $S_{\omega}(f)$ ,  $S_{\omega}(f)$  عند التردد المتوسط بالعلاقات التالية:

$$S_{\omega}(f) = \frac{3}{2\pi\sqrt{f_m^2 - f^2}} \quad 13-1-3$$

$$S_{\omega}(f) = \frac{3}{2\pi\sqrt{f_m^2 - f^2}} \sqrt{f_m^2 - f^2} \quad 14-1-3$$

$$S_{10}(f) = \frac{3f^2}{2\pi f_m^2 \sqrt{f_m^2 - f^2}} \quad 15-1-3$$

رسمت المعادلات الثلاث السابقة في الشكل 7-3 أ. تمثل 13-1-3 طيف قدرة نمطي لاشارة بتعديل ترددي. وتشير المعادلة 14-1-3 ، الى أن الأمواج الواردة من جانبي المربة تكوّن معظم طيف القدرة، وتدل المعادلة 15-1-3 إلى أن الأمواج الأمامية والخلفية تكوّن معظم القدرة.

عند تردد النطاق الأساسي

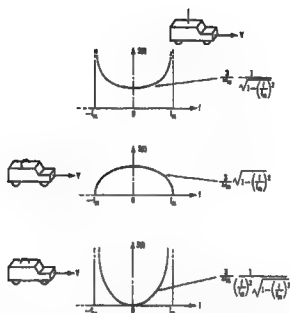
تعطى المكونات الحلقية الثلاث لطيف القدرة  $S_{10}(f)$ ,  $S_{02}(f)$ ,  $S_{10}(f)$  عند تردد النطاق الأساسي بالعلاقات التالية:

$$\frac{1}{\sqrt{f_0^2}} \cdot S_{10}(f) = \frac{\pi}{4} \mathcal{H}(f) + 2 \left( 1 - \frac{\pi}{4} \right) \frac{K(\sqrt{1 - (f/f_0)^2})}{\pi^2 f_0} \quad 16-1-3$$

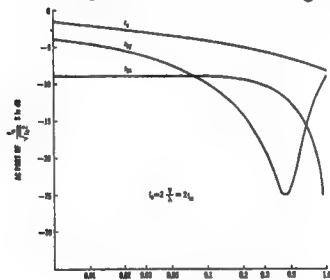
$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{f_0^2}} \cdot S_{02}(f) = & \frac{\pi}{8} \mathcal{H}(f) + \frac{1}{3\pi f_0} \left\{ \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \right] \cdot E \left[ \sqrt{1 - \left( \frac{f}{f_0} \right)^2} \right] \right. \\ & \left. - 2 \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \cdot K \left[ \sqrt{1 - \left( \frac{f}{f_0} \right)^2} \right] \right\} \quad 17-1-3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{f_0^2}} \cdot S_{10}(f) = & \frac{\pi}{8} \mathcal{H}(f) + \frac{1}{4\pi f_0} \left\{ \left[ 1 + \frac{4}{3} \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \right] K \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{f}{f_0} \right)^2} \right] \right. \\ & \left. - \frac{8}{3} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \right] \cdot E \left[ \sqrt{1 - \left( \frac{f}{f_0} \right)^2} \right] \right\} \quad 18-1-3 \end{aligned}$$

حيث  $\mathcal{H}(f)$  هو تابع دلتا الذي يمثل قدرة التيار المستمر، و  $K(\cdot)$  و  $E(\cdot)$  هما التكامل الأهليلجي والتكامل الأهليلجي التام للنوع الأول من التوابع على التوالي. رسمت المعادلات 16-1-3 و 17-1-3 و 18-1-3 في الشكل 7-3 ب. تردد القطع عند النطاق الأساسي  $f_0$  يعادل ضعف تردد الحفوت ( $f_0 = 2f_m$ )



(أ) توابيع الكثافة الطيفية لقدرة التردد الوسيط تركيزات الحقل المختلفة



(ب) توابيع كثافة أطراف التردد الأساسي، لاغلفة الحقل

### الشكل 7-3

أطراف القدرة لاغلفة المركبات الحقلية الثلاث.

### 2-3 التعديل الطوري العشوائي والتعديل الترددي العشوائي .

يعبر عن الإشارة  $s(t)$  ذات الاتساع الثابت  $A$  والطور المتضمن رسالة ما بالعلاقة :

$$s(t) = Ae^{j(\omega t + \phi(t))} \quad 1-2-3$$

حيث  $\omega$  هي التردد الزاوي ، أما الإشارة المستقبلية في الوحدة المنقلة  $s_0(t)$

فيعبر عنها :

$$\begin{aligned} s_0(t) &= A \cdot r(t) \cdot e^{j(\phi_0(t) + \phi_r(t))} \\ &= A \cdot m(t) \cdot r_0(t) e^{j(\omega t + \phi_0(t) + \phi_r(t))} \end{aligned} \quad 2-2-3$$

حيث  $r(t)$  هو غلاف الإشارة المستقبلية .

ولهذا يمكن تجزئة  $r(t)$  عملياً إلى جزئين  $m(t)$  و  $r_0(t)$  وذلك وفقاً لمفهوم بيئة الراديو المتنقل المشروح في الفصل 3-1 . ادخل حد طوري اضافي هو  $\phi_r(t)$  وذلك نتيجة تأثير تعدد المسارات وهو متغير عشوائي أيضاً .

### 1-2-3 الطور العشوائي $\phi_r(t)$ :

عرف الطور العشوائي  $\phi_r(t)$  بتوزيعه المنتظم . يمكن أن يكون أي طور بين  $0^\circ$  و  $2\pi$  باحتمالات متساوية .

$$p(\psi_r) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & 0 < \psi_r < 2\pi \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad 3-2-3$$

أو بالأحرى ان احتمال ان تكون  $\psi_r$  أقل من طور معين  $\Psi$  هو :

$$p(\psi_r \leq \Psi) = \int_0^\Psi p(\psi_r) d\psi_r = \frac{\Psi}{2\pi} \quad 4-2-3$$

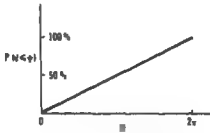
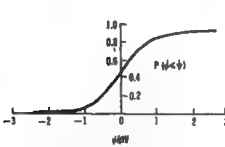
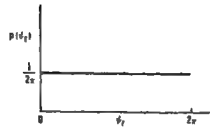
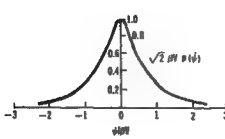
رسمت المعادلتان 3-2 و 4-2 في الشكل 8-3 أ. ان التوزيع الاحتمالي التراكمي للطور العشوائي  $\psi$  مستقل عن سرعة العربة.

### 2-2-3 التعديل الترددي العشوائي $\psi_r(t)$ :

عندما تتعامل مع التعديل الترددي يصبح مشتق الطور العشوائي  $\dot{\psi}_r(t)$  متغيراً عشوائياً  $\dot{\psi}_r(t)$  في التعديل الترددي وبدعى التعديل الترددي العشوائي. وقد بينت خصائص تابع الكثافة الاحتمالي والتوزيع الاحتمالي التراكمي لـ  $\dot{\psi}_r(t)$  في الشكل 8-3 ب. وهما تابعان لسرعة العربة  $(V)$  أو لتردد الحفوت  $(V/\lambda)$  كما هو واضح في الشكل 8-3 ب. ينتشر التعديل الترددي العشوائي  $\dot{\psi}_r(t)$  عشوائياً ولكنه متناظراً في الترددات حول التردد الحامل. إن تابع التوزيع التراكمي لـ  $\dot{\psi}_r(t)$  هو تابع غير خطي وقد بين في الشكل 8-3 ج إن طيف القدرة  $\dot{\psi}_r(t)$  فوق قطع حاد عندما يتخطى التردد  $2V/\lambda$  المبينة في الشكل 8-3 ج.

في بيئة الراديو المتنقل يمكن أن تبلغ سرعة العربة 105 كم / سا ( 70 ميل / ساعة) يفترض أيضاً أن يكون التردد العامل 1 ج هـ، أي  $\lambda = 0.3$  م ( 1 قدم) تقريباً. في هذه الشروط يكون تأثير التعديل الترددي العشوائي الفعال طفيفاً إذا كان التردد فوق  $2V/\lambda$  أو 176 هـ وذلك نتيجة لميل الانخفاض الحاد المبين في الشكل 8-3 ج، وهذا يعني انه إذا كان الجزء السفلي من الإشارة المطلوبة قد صمم ليكون أعلى من 176 هـ فإن التعديل الترددي العشوائي لا يؤثر على الإشارة المرغوبة.

وبما أن تردد الصوت البشري أعلى من 300 هـ فإن مرشاح النطاق لا يمرر التعديل الترددي العشوائي. ويكلمات أخرى فإن التعديل الترددي العشوائي لا يؤثر على الاتصالات الصوتية للراديو المتنقل.

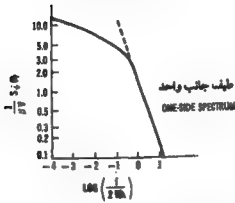


(ب) خصائص  $p(\psi)$  و  $p(\psi \leq \psi)$

(B) Characteristics of  $p(\psi)$  and characteristics of  $p(\psi \leq \psi)$ .

(أ) خصائص  $p(\psi)$  و  $p(\psi \leq \psi)$

(A) Characteristics of  $p(\psi)$  and characteristics of  $p(\psi \leq \psi)$ .



(ج) طيف القدرة للتعديل الترددي العشوائي  
(C) Power spectrum of random FM.

### الشكل 8-3

خصائص الطور العشوائي والتعديل الترددي العشوائي :

انه لامر مهم ومحرج في اتصالات المعطيات تجنب تركيز الطاقة في مدى التعديل الترددي العشوائي باستخدام شكل موجة التشوير الملائم. يعد تشوير مانشستر تشويراً جيداً لمثل هذا التطبيق لأن القدرة لا تتركز عند التردد صفر.

### 3-3 الحفوت الانتقائي والتعديل الترددي العشوائي الانتقائي .

#### 1-3-3 الحفوت الإنتقائي :

الحفوت الانتقائي يعني عادة حفوت التردد الانتقائي ، أي أن ترددين مختلفين يفصل بينهما مدى ترددي محدد ويتشران في وسط ما لا يلحظ عليهما نفس الحفوت . يتعلق الحفوت الانتقائي بشدة نشر التأخير الزمني  $\Delta$  ، فإذا كان نشر التأخير الزمني مساوياً الصفر لا يتواجد الحفوت الانتقائي . ومع هذا فإن حفوت تعدد المسارات في بيئة الراديو المتنقل تنتج نشر تأخير كما ذكر في الفصل 1-5-6 والحفوت هنا إنتقائي ويعتمد على عرض نطاق التماسك . يمكن اشتقاق المصادلة 1-5-8 من المعادلة 11-1-3 في حالة هوائي وحيد لتكن  $\Delta d = 0$  في المعادلة 11-1-3 وليكن معامل التماسك  $\rho = 0.5$  كمعيار لتحديد عرض نطاق التماسك . إذا كان الفاصل الترددي  $B = \Delta\omega/2\pi$  كبيراً جداً بحيث كانت  $\rho < 0.5$  فالترددان ليسا في نطاق التماسك ( $B > B_0$ ) . إذا كانت  $\rho > 0.5$  . فالترددان المنفصلان بالفاصل ( $B$ ) يقعان ضمن نطاق التماسك . باستخدام  $\rho_0 = 0.5$  . لهذا المعيار تصبح المعادلة 11-1-3 كالتالي :

$$\rho_0 = 0.5 = \frac{1}{1 + (\Delta\omega_0)^2 \cdot \Delta^2}$$

أو:

$$B_0 = \frac{\Delta\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\Delta} \quad 1-3-3$$

تعرف المعادلة 1-3-3 بمعادلة عرض نطاق التماسك بين اشارتين مختلفتان بالاتساع بتعويض بيانات نشر التأخير المذكورة في الفصل 1-5-6 فإن عرض نطاق التماسك لمختلف أنواع البيئة الصناعية يصبح كما يلي :

$B_c = 300$  ك هـ عند  $\Delta = 0,5$  ميكروثانية في المناطق الريفية (الضواحي).

$B_c = 50$  ك هـ عند  $\Delta = 3$  ميكروثانية في مناطق المدن.

$B_c = 0,8$  م هـ عند  $\Delta = 0,2$  ميكروثانية في المناطق المكشوفة.

إن عرض نطاق التماسك في المناطق الريفية أكبر منه في مناطق المدن. ينعدم الارتباط بين خفوت الأشارات في مناطق المدن إذا كان الفاصل بين الترددات أكبر من 50 ك هـ، وفي المناطق الريفية فإن فاصل 300 ك هـ يجعل الخفوت غير مترابط وفي المناطق المكشوفة يلزم 800 ك هـ. إذا طبق التباين الترددي في بيئة الراديو المتنقل يجب أن يكون الفاصل الترددي المطلوب 300 ك هـ وقد بين السبب في نظام التباين الترددي في الفصل 2-4-3.

### 2-3-3 التعديل الترددي العشوائي الانتقائي:

يمكن الحصول على عرض نطاق التماسك لتعديلي ترددتين عشوائيتين مختلفتين. إلا أن اشتقاقه صعب ومطول ونعبر عنه بعلاقته البسيطة كما يلي:

$$B_e' = \frac{1}{4\pi\Delta} \quad 2-3-3$$

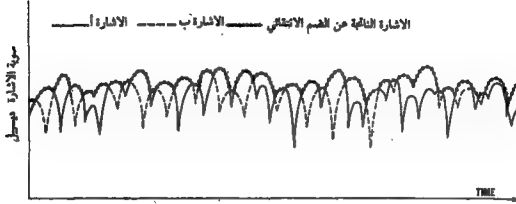
وبهذه الحالة يكون عرض نطاق التماسك للتعديل الترددي العشوائي الانتقائي نصف عرض نطاق التماسك للخفوت الانتقائي. في الفصل 5-3 سوف يطبق عرض نطاق التماسك  $B_c$  على تصميم النظام.

### 4-3 أنظمة التنوع

تؤمن أنظمة التنوع مدخلين أو أكثر لجهاز الاستقبال المتنقل بحيث لا يوجد ارتباط بين ظواهر الخفوت هذه المداخل، يجب الحذر إلى أننا نعني بالارتباط فقط التعامل مع قناتي إشارتين خافتتين. ويجب أن تكون الرسالة المحملة على هاتين القناتين نفسها دائماً.

وفي هذا الفصل سوف نناقش الطرق التي يمكن أن تنشئ أقل ارتباط بين إشارتين خافتتين ويمكن ضمها بعد الاستقبال وتُمسك الخفوت قبل كشف الرسالة. يبين الشكل 9-3 توضيحاً لذلك. هناك نوعان من الخفوت: طويل الأجل وقصير الأجل. لتقليل الخفوت طويل الأجل نحتاج إلى استخدام التنوع الموسع ولتقليل الخفوت قصير الأجل نحتاج إلى استخدام التنوع الدقيق.





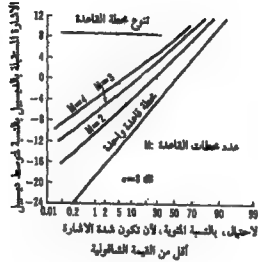
الشكل 9-3

توضيح الفائدة في تقليل الحفوت بضم إشارتين خافتتين.

#### 1-4-3 التنوع الموسع (ينطبق على هوائيات منفصلة)

ينتج تغير المتوسطات المحلية عن تغير مناسيب التضاريس. إذا استخدم هوائي في موقع واحد يمكن أن تكون الوحدة المتنقلة غير قادرة على استقبال الإشارة في موقع جغرافي معين نتيجة لتغير التضاريس، لذلك يجب استعمال موقعين منفصلين هوائيين ييشان أو يستقبلان إشارتين ومن ثم ضم هاتين الإشارتين لتخفيض الحفوت طویل الأجل. وكما وصف في الفصل 2 - 3 فإن الحفوت طویل الأجل يتبع توزيعاً لوجارتمياً طبيعياً بانحراف معياري تتعلق قيمته بتغيرات تضاريس الأرض.

يري الشكل 10-3 ضم إشارتين حتى أربع إشارات خافتة خفوتاً طویل الأجل ولها نفس الانحراف المعياري 8 ديسيبل. ينصح بتقنية الضم الانتقائي في أنظمة التنوع الموسع، ويعني الضم الانتقائي إنتقاء الإشارة الأقوى دائماً من الإشارتين الخافتتين في ذلك الوقت.



الشكل 10-3

آداء الضم الانتقائي في التنوع الموسع

#### 2-4-3 التنوع الدقيق (ينطبق على هوائيات متقاربة في نفس الموقع)

في بيئة الخفوت ، يعاني المتوسط المحلي للأشارة المستقبلية عند الوحدة المتنقلة من الخفوت مع أزدیاد المسافة، ويتغير أيضاً نتيجة لمناسب التضاريس على طول المسار الراديوي، يدعى المتوسط المحلي للأشارة بالوسطي المحلي أو إشارة الخفوت طويل الأجل الموصوفة في الفصل 2-2. إن ظاهرة تعدد المسارات تنتج خفوت رايلي الذي يبلغ تغير اتساعه الديناميكي (40) ديسيبل على طول المتوسط المحلي.

وصف سابقاً لتقليل الخفوت طويل الأجل وخفوت رايلي. وقد استخدم في الفصل 1-4-3 التنوع الموسع لتقليل الخفوت طويل الأجل وفي الفصل 2-4-3 ادخلت ستة من أنظمة التنوع الدقيق، وكلها تقلل خفوت رايلي وتتطلب هوائين أو أكثر أو ترددتين على نفس موقع الهوائي (هوائيات متقاربة على نفس الموقع). بعد إنشاء فروع التنوع هناك طرق لضمها جميعاً.

تظهر تقنيات الضم في الفصل 5-3 ونورد فيما يلي أنظمة التنوع الستة:

1 - التنوع الفراحي: يمكن لهوائين مفصولين عن بعضهما بمسافة (d) أن

يؤمنا إشارتين بارتباط ضعيف بين خفوتيهما. يتغير الفاصل  $d$  بصورة عامة مع ارتفاع الهوائي  $h$ . سيتعين الفاصل في الفصل 6 من أجل إرتفاع هوائي محطة القاعدة، وفي الفصل 7 من أجل المحطة المتنقلة.

2 - التنوع الترددي: يمكن لترددتين أن يفصلا عن بعضهما بنطاق  $B_0$  بحيث يندم الأرتباط بين الاشارتين الخافتتين المستقلتين على هذين الترددين، يمكن أن نحدد قيمة  $B_0$  من الفصل 3-1-3.

تبين المعادلة 3-3 وجوب استخدام قيمة لـ  $B_0$  أكبر من 50 ك هـ في مناطق المدن واكثر من 300 ك هـ في مناطق الضواحي. وفي المناطق المكشوفة يجب ان تزيد قيمة  $B_0$  عن 800 ك هـ. لا يلحظ خفوت شديد في المناطق المكشوفة ولهذا لا تتطلب تنوعاً. يؤمن الفاصل الترددي المطلوب لتقليل الخفوت في منطقة الضواحي تقليل الخفوت أيضاً في مناطق المدن. يبقى نطاق التماسك نفسه عند أي تردد حامل ما دام التردد الحامل يتراوح بين 30 م هـ و 1 ج هـ.

ولهذا يبقى فاصل التردد هذا ثابتاً. يبقى الفاصل الترددي نفسه أيضاً عند تجهيز التنوع عند الوحدة المتنقلة أو محطة القاعدة.

3 - التنوع الاستقطابي: ترسل مكونتان مستقطبتان  $E_1$  و  $E_2$  من هوائيين مستقطبين في محطة القاعدة وتستقبلان بهوائيين مستقطبين عند المحطة المتنقلة أو العكس وهذا يمكن أن يؤمن إشارتين خافتتين بدون إرتباط بينهما. وقد برهن على هذا نظرياً وتجريبياً في بيئة الراديو المتنقل. إن السيتة الرئيسة في استخدام التنوع الاستقطابي هو إنخفاض القدرة بمقدار 3 ديسيبل عند الجانب المرسل نتيجة لأنقسام القدرة بين هوائيين مستقطبين استقطاباً مختلفاً.

4 - تنوع مكونات المجال: تبنى فكرة استخدام مكونات المجال على النظرية الكهرومغناطيسية فحيثما ينتشر المجال الكهربائي  $E$  فإن المجال المغناطيسي  $H$  يرافقه دائماً. يحمل كلا المجالين  $E$  و  $H$  نفس معلومات الرسالة، اذا لم توجد النواثر لا يمكن التمييز بين المكونتين.

نفترض أن هاتين المكونتين قد قفزتا إلى الخلف وإلى الأمام في بيئة متعددة المسارات عندئذٍ تختلف أليتا الانعكاس لـ  $E$  و  $H$ . مثال بسيط على ذلك، هو أن نبين ان نمط الأمواج المستقرة الناتجة عن انعكاس الموجتين  $E$  و  $H$  عن ناثر يتعدان عن بعضهما بمقدار 90° في الطور. عندما تكون  $E$  عظمى تكون  $H$  صغرى. في بيئة

الراديو المتنقل يمكن أن تجمع أزواجاً كثيرة من الأمواج المستقرة في المجالين  $H_y$  و  $E_x$  . ويمكن التنبؤ بالنتائج وهي أن جميع هذه المكونات  $H_y$ ,  $H_{xy}$ ,  $E_{xy}$  لا إرتباط بينها في بيئة الراديو المتنقل ويمكن البرهنة على ذلك أيضاً من الفصل 3-1 . لا يتطلب هذا النظام الفصل الفيزيائي بين الهوائيات. تظهر فائدة استخدام هذا النظام من التنوع في الأنظمة العاملة على الترددات (المنخفضة أقل من 100 م هـ مثلاً. عند العمل على تردد عال حوالي 1 جـ. هـ. يمكن أن يطبق التنوع الفراغي بسهولة وعندها لا تستدعي الحاجة استخدام تنوع مكونات المجال. يفضل كلا النظامين التنوع الفراغي وتنوع مكونات المجال على التنوع الاستقطابي وذلك لأن ليس فيها انخفاض في القدرة بمقدار 3 ديسيبل كالتنوع الاستقطابي .

5 - التنوع الزاوي: عندما يكون التردد العامل 10 جـ هـ أو أكثر يمكن توجيه هوائين موجّهين أو أكثر إلى اتجاهات مختلفة في موقع الاستقبال يعتبر هذا النظام أكثر فعالية عند الوحدة المتنقلة منه عند محطة القاعدة .

6 - التنوع الزمني: يعني التنوع الزمني إرسال رسائل متتالية في فواصل زمنية مختلفة تؤدي إلى عدم إرتباط إشارتين خافتتين في جانب الاستقبال. يعتبر التنوع الزمني نظاماً جيداً لتقليل التعديل البيئي في موقع الأتقنية المتعددة ولكن في بيئة الراديو المتنقل يمكن أن تكون الوحدة المتنقلة في حالة الثبات في مكان يكون فيه الوسطي المحلي ضعيفاً أو تحت سيطرة خفوت عميق .

في كلا هاتين الحالتين لا يستطيع التنوع الزمني أن يساعد في تقليل الخفوت

### 3-5 تقنيات الضم .

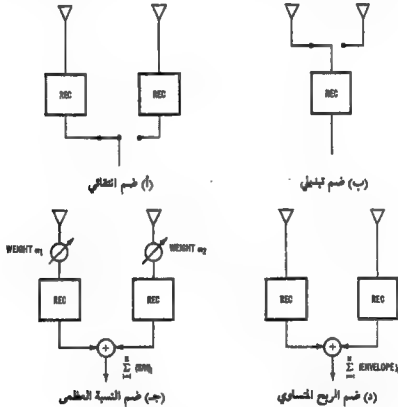
#### 3-5-1 تقنيات الضم في أنظمة التنوع :

توجد أربع تقنيات ضم رئيسة: الانتقائي والتبديلي والنسبة العظمى والريح المتساوي . يمكن أن يطبق كل نظام تنوع على إحدى تقنيات الضم هذه وقد بينت هذه التقنيات في الشكل 3-11 مع مستقبل تنوع بفرعتين .

1 - الضم الانتقائي: ويتتبع الإشارة الأقوى من بين  $M$  فرعة تنوع. وقد بين الشكل 3-10 تقليل الخفوت طويل الأجل بالتنوع الموسع بعدد (m) هوائي منفصل الموقع وبين الشكل 3-12 تقليل خفوت رايلي بالتنوع الدقيق بعدد (m) هوائي في موقع واحد .

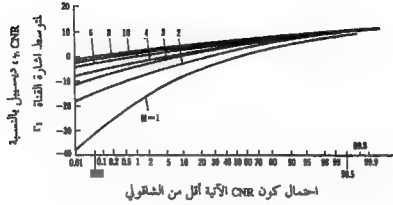
تبين الأشكال أن الحفوت يقل كلما ازدادت (m) . يحتاج مستقبل الضم الانتقائي بفرعتين إلى مقدمتي إستقبال دائماً . واحدة لاستقبال الإشارة العظمى والأخرى لغرض المراقبة .

2 - الضم التبديلي: يختلف الضم التبديلي عن الضم الانتقائي . ففي الضم التبديلي تنتقى إشارتنا التنوع بناءً على سوية العتبة المعروفة في اللاقط . إذا كانت الإشارة (A) أعلى من العتبة (L) فهي تنتقى للاستقبال . ويستمر إستقبالها حتى تقع تحت السوية (L) عندئذٍ ينتقل المستقبل إلى الإشارة (B) بغض النظر عما إذا كانت الإشارة (B) أعلى من (L) أو تحتها . يجب أن تكون إشارة (B) أعلى من (L) أي إذا كانت أقل فهذا يعتمد على خوارزمية المستقبل للتبديل فيما أن يرجع إلى الإشارة



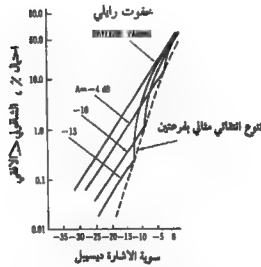
الشكل 11-3

أربع طرق ضم مختلفة للتنوع



الشكل 12-3

منحنيات أداء الضم الانتقائي في نظام التنوع الدقيق لاشارات خفوت رايلي



الشكل 13-3

أداء ضم تبديلي لفرعتي إشارة بسويات عتبة مختلفة .

(A) أو يبقى عند الإشارة (B) حتى ترتفع فوق سوية (L). لا يكون أداء الضم التبديلي (كما هو مبين في الشكل 13-3) دائماً جيداً كما هو الحال في الضم الانتقائي لأن الضم التبديلي يحتاج إلى مستقبل واحد فقط فهو أقل كلفة ويمكن إستخدامه في الوحدات المتنقلة. ومع هذا فالأداء يتأثر بشدة بسوية العتبة وضجيج التبديل. يتطلب تحسين هذا النظام إلى تغيير سوية العتبة (L) ديناميكياً في الوقت ذاته بناءً على ضجيج التبديل الناتج عن نبضات الوصل التبديلي بواسطة كتلة الفراغ وإمساك. لا تزال تقنية الضم هذه بحاجة إلى إجراء بحوث عليها لتبرير كلفة تحسينها على تقنيات الضم الأخرى.

3 - ضم النسبة العظمى: النسبة العظمى تعني النسبة العظمى للإشارة إلى الضجيج. وهذا أفضل تقنية ضم كما برهن عليها رياضياً. يتطلب كل فرع توزيعاً مناسباً كما هو مبين في الشكل 11-3 ج. تكون الإشارة بعد الضم عند النطاق الأساسي هي مجموع نسب الإشارة إلى الضجيج الأتية لكل فرع فرادي

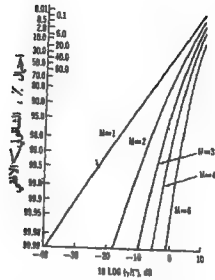
$$\gamma = \sum_{i=1}^M \gamma_i \quad 1-5-3$$

يبين الشكل 14-3 أداء ضم النسبة العظمى حيث  $r$  هي متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج في قناة وحيدة. تتطلب تقنية الضم هذه لتنوع بفرعتين إلى مستقبلين، والدائرة معقدة جداً.

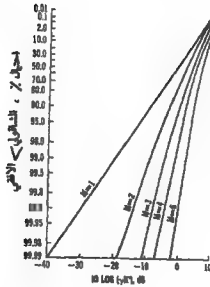
4 - ضم الريح المتساوي: وهذا هو ضم بتوحيد الطور حيث يحضر الأطوار إلى نقطة مشتركة ويضمها. ولهذا تكون الإشارة بعد الضم مجموع أمثلة الخفوت الأتية للقنوات الأفردية:

$$r = \sum_{i=1}^M r_i \quad 2-5-3$$

يبين الشكل 15-3 أداء ضم الريح المتساوي حيث  $r = \langle r_1^2 \rangle / \langle r_2^2 \rangle$  يتخلف ضم الريح المتساوي في النوعية بمقدار (1) ديسبل فقط بالمقارنة مع ضم النسبة العظمى. لهذا السبب وببساطة دارته نسبياً يستخدم ضم الريح المتساوي عادة في محطات القاعدة.



الشكل 14-3  
منحنيات أداء ضم النسبة العظمى ضمن أفتية مستقلة



الشكل 15-3  
التوزيع الأفتيالي التراكمي لفروع ضم الريح المتساوي .



### 2-5-3 تقنيات الضم لتقليل الطور العشوائي:

تستخدم تقنيات الضم التالية في كل فرع. وغرضها تقليل الطور العشوائي (الموصوف في الفصل 2-3) في كل فرع أثناء استقبال الإشارة.

1 - ضم التغذية الأمامية: يبين الشكل 16-3 أ تقنية لتقليل الطور العشوائي باستخدام غلاطين  $M_1$  و  $M_2$ . يحاول المخرج في (S8) تقليل مكونة الطور العشوائي. إلا أنه بسبب ضم التغذية الأمامية هذا فإن ضجيج الجبهة الأمامية للمستقبل يبقى.

2 - ضم التغذية الراجعة (جرانلاتد): ضم التغذية الراجعة يشبه ضم التغذية الأمامية إلا أن له حلقة تغذية راجعة كما هو مبين في الشكل 16-3 ب. يعتبر تقليل الطور العشوائي باستخدام ضم التغذية الراجعة أكثر فعالية دائماً من استخدام ضم التغذية الأمامية. وثمن هذا النوع من الضم هو ضرورة تصميم مرشحي مناسبة. يمكن استخدام كلا نوعي الضم بالتغذية الأمامية والراجعة كضم طوري موحد لعدد (M) من الفروع.

إن التخلص من الطور العشوائي في كل فرع وضمها مع بعضها يكفيء ضم الريح المتساوي ولهذا فقد اقترح استخدام الجمع بين ضم التغذية لتقليل الطور العشوائي وضم الريح المتساوي لتقليل خفوت المسارات المتعددة في مستقبلات محطة القاعدة.

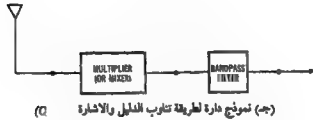
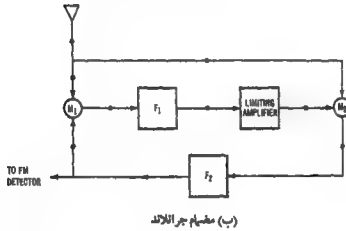
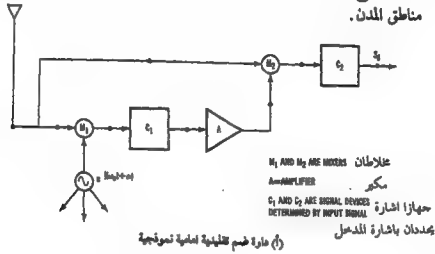
3 - الضم بنغمة دليل: ويتم ذلك بإرسال نغمة دليل قريبة جداً من حامل الإشارة المرغوبة ويمكن ترشيحها بعد الاستقبال. ترسل نغمة الدليل عادة بقدرة صغيرة. في الاستقبال تحمل الإشارة المرغوبة ونغمة الدليل أيضاً معلومات عن الطور العشوائي.

إذا كان الفاصل الترددي بين الأثنين ليس كبيراً فإنهما يحملان نفس الطور العشوائي.

بعد المرور بالخلاط (انظر الشكل 13-3 ج) يلغى الطور العشوائي. وينفس الوقت تساعد هذه التقنية على تقليل الضجيج الأمامي. سيئة هذه التقنية هي الاستخدام الإضافي للطيف الترددي. تبني متطلبات الفاصل الترددي للحفاظ على نفس الطور العشوائي على المعادلة 2-3-3.

$$B' < B_e' = \frac{1}{4\pi\Delta} \quad 3-5-3$$

في مناطق الضواحي  $\Delta = 0.5$  ميكروثانية، عندئذ  $B_c' = 150$  ك هـ وفي مناطق المدن  $\Delta = 3$  ميكروثانية و  $B_c' = 25$  ك هـ. لأن  $B$  يجب أن تكون دوماً أقل من  $B_c'$  نضع  $B'$  تكون أقل من 25 ك هـ لكي تؤمن تقليل الطور العشوائي في مناطق المدن.



الشكل 16-3 تقنيات تقليل التعديل الترددي العشوائي

### 6-3 معدل خطأ البتات ومعدل خطأ الكلمات في بيئة الخفوت

1-6-3 في بيئة ضجيج غوص:

في بيئة ضجيج غوص يكون معدل خطأ البتات تابعاً لسوية الإشارة. في التعديل الرقمي يركب الشكل الثاني للموجة على حامل ثم يستخدم عادة التعديل الطوري والتعديل الترددي. ويسبب الطبيعة ثنائية السوية لإشارة التعديل الحاملة يدعى التعديل الطوري بالابراق بزحزحة الطور (PSK) ويدعى التعديل الترددي بالابراق بزحزحة التردد (FSK). وتدعى إزالة التعديل المتزامنة لإشارة مبرقة مزحزحة التردد بـ FSK متهاكسك وتدعى إزالة التعديل غير المتزامنة للابراق بزحزحة التردد بـ FSK غير متهاكسك. الابرأق بزحزحة الطور التفاضلي (DPSK) هو تطوير للابرأق بزحزحة الطور لتجنب ضرورة تأمين الحامل المتزامن الذي يتطلب المستقبل لإزالة تعديل إشارة الـ PSK. مثال ذلك أن معدل خطأ البتات للأنواع الأربعة من أنظمة التعديل الرقمي / (1 و 0) يعطى كما يلي:

$$Pe = \frac{1}{2} e^{-\gamma} \quad (\text{DPSK}) \quad 1-6-3$$

الابرأق بزحزحة التردد غير المتهاكسك

$$Pe = \frac{1}{2} e^{-\gamma/2} \quad (\text{noncoherent FSK}) \quad 2-6-3$$

الابرأق بزحزحة الطور

$$Pe = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (\text{PSK}) \quad 3-6-3$$

الابرأق بزحزحة التردد المتهاكسك

$$Pe = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right) \quad (\text{coherent FSK}) \quad 4-6-3$$

حيث  $\gamma$  هي نسبة الإشارة إلى الضجيج و  $\text{erfc}(\cdot)$  هو متمم تابع الخطأ\*. رسمت المعادلات الأربع (1-6-3 إلى 4-6-3) في الشكل 17-3 في بيئة ضجيج غوص

\*  $\text{erfc}(x) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$

يعتمد معدل خطأ البتات على نسبة الإشارة إلى الضجيج فقط. يمكن الحصول على معدل خطأ الكلمات  $P_{ew}$  بافتراض أن الخطأ باعتبار كل بته مستقلة هو نفس الخطأ باعتبار كل بته ضمن البتات المجاورة. إن هذا هو شرط بته مستقلة. يكون معدل خطأ الكلمات لكلمة مؤلفة من  $N$  بته بعد تصحيح ؛ بته هو:

$$P_{ew} = 1 - p(N,0) - \sum_{m=1}^N p(N,m) \quad 5-6-3$$

حيث  $p(N,m)$  الاحتمال لكلمة معطاة بطول  $N$  بته فيها  $m$  بته خاطئة ويعطى بالعلاقة:

$$p(N,m) = \frac{N!}{m!(N-m)!} (1 - P_e)^{N-m} P_e^m$$

حيث  $P_e$  هو أحد معدلات خطأ البتات المبينة في المعادلات من 1-6-3 إلى 4-6-3 رسم معدل خطأ الكلمات للابراق بزحزحة الطور التفاضلي في الشكل 18-3 مع تصحيح ؛ بته. سيوصف بالتفصيل معدل خطأ الكلمات لأطوال كلمات مختلفة وبيئات وسرعات عربات مختلفة في الفصل 8-3

2-6-3 في بيئة خفوت رايلي:

في بيئة خفوت رايلي تتغير نسبة الإشارة الى الضجيج وفقاً لخفوت تعدد المسارات. ولهذا لا يمكن أن يبنى معدل خطأ البتات على سوية واحدة ثابتة من نسبة الإشارة إلى الضجيج (  $\gamma$  ). ويستخدم لذلك متوسط معدل خطأ البتات في حالة خفوت رايلي.

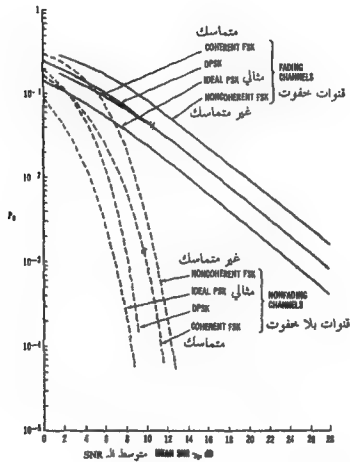
$$\langle P_e \rangle = \int_0^\infty P_e \cdot p(\gamma) d\gamma \quad 6-6-3$$

حيث  $p(\gamma)$  هو تابع الكثافة الاحتمالية لخفوت رايلي ويشق من المعادلة 10-5-1 وهو:

$$p(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$$

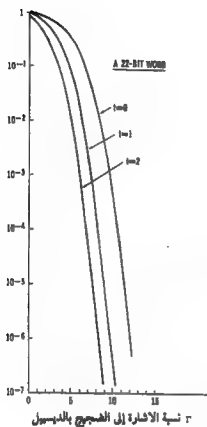
7-6-3

و  $\bar{\gamma}$  هي متوسط نسبة الإشارة الى الضجيج لفرعه واحدة (قناة) من المستقبل. بتمويض المعادلات من 1-6-3 الى 4-6-3 في المعادلة 6-6-3 نحصل على :



الشكل 17-3

احتمال الخطأ لأنظمة متعددة من خفوت رايلي



الشكل 18-3

معدل خطأ الكلمات في بيئة ضجيج غوص .

للإبراق بزحزحة الطور التفاضلي

$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2 + 2\Gamma} \quad (\text{DPSK}) \quad 8-6-3$$

للإبراق بزحزحة التردد غير المتناسك

$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2 + \Gamma} \quad (\text{noncoherent FSK}) \quad 9-6-3$$

للإبراق بزحزحة الطور

$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{\Gamma + 1}} \right] \quad (\text{PSK}) \quad 10-6-3$$

للإبراق بزحزحة التردد المتناسك

$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\Gamma}{\Gamma + 2}} \right] \quad (\text{coherent FSK}) \quad 11-6-3$$

رسمت المعادلات الأربع السابقة في الشكل 17-3 . من أجل المقارنة مع

قيم  $\langle Pe \rangle > 1$  . تنطبق قيم  $\langle Pe \rangle$  لكل من الاطراق بزحزحة الطور التفاضلي والاطراق بزحزحة التردد المتناسك وتتبع ميل  $1/2\Gamma$  . وبصورة عامة يكون معدل خطأ البتات في الانظمة الرقمية في بيئة خفوت رايلي كما يلي:

$$\langle Pe \rangle \propto \frac{1}{\Gamma}$$

كما يزداد معدل خطأ البتات أيضاً بشدة نتيجة لخفوت رايلي إذا ما قورن مع بيئة غوص ولهذا يجب تقليل خفوت تعدد المسارات في الإشارة المستقبلية بالراديو المتنقل والذي ينتج عنه معدل خطأ بتات اكبر. يناقش في الفصل التالي أنظمة تقليل الخفوت.

### 3-6-3 تنوع الارسل لتقليل الخطأ:

تستخدم أنظمة التنوع الموصوفة في الفصل 5-3 دائماً لتقليل خفوت الإشارة ومع تقليل الخفوت يقل معدل خطأ البتات . ان متوسط معدلات خطأ البتات لأنظمة مختلفة بضم النسبة العظمى العاملة في بيئة خفوت الراديو المتنقل هو:

$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\Gamma + 1} \right)^M \quad (\text{DPSK}) \quad 12-6-3$$

للأطراق بزحزحة الطور التفاضلي.

$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\frac{1}{2}\Gamma + 1} \right)^M \quad (\text{noncoherent FSK}) \quad 13-6-3$$

تطبق المتوسطات التالية لمعدلات خطأ البتات على الحالات التي يتوخم بها انخفاض معدلات خطأ البتات  $\langle Pe \rangle \ll 1$

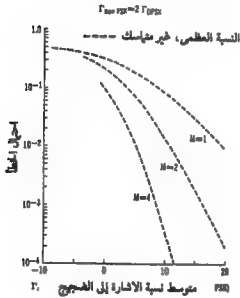
$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{1}{\Gamma^M} \frac{\left(M - \frac{1}{2}\right)!}{M!} \quad \langle Pe \rangle \ll 1 \quad (\text{PSK}) \quad 14-6-3$$

الاطراق بزحزحة الطور

### الابراق بزحزة التردد المتناسك

$$\langle Pe \rangle = \frac{1}{2\sqrt{\pi} \left(\frac{1}{2}\Gamma\right)^M} \cdot \frac{\left(M - \frac{1}{2}\right)!}{M!}$$

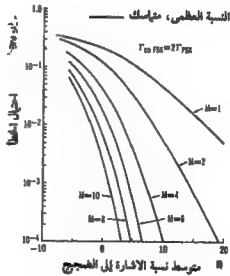
$$\langle Pe \rangle \ll 1 \text{ (coherent FSK)} \quad 15-6-3$$



الشكل 19-3

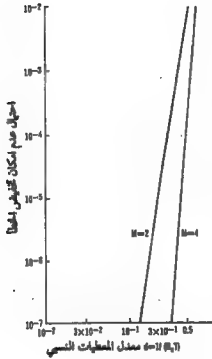
معدلات الخطأ للابراق بزحزة التردد  
ويضم النسبة العظمى

الشكل 20-3  
معدلات الخطأ للابراق بزحزة التردد  
ويضم النسبة العظمى



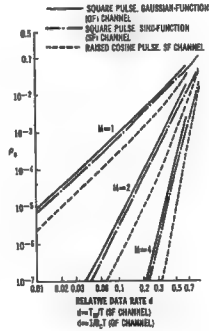


يبين الشكل 19-3 المعادلتين 12-6-3' و 13-6-3 ويبين الشكل 20-3 المعادلتين 14-6-3' و 15-6-3. ينخفض متوسط معدل خطأ البتات عندما تزداد  $M$  وقد بين ذلك على جميع المنحنيات. للحفاظ على نفس متوسط معدل خطأ البتات يحتاج نظام زحزحة الورد بالابراق غير المتماثل الى إشارة أعلى بمقدار 3 ديسيبل من الإشارة المستقبلية بنظام زحزحة الورد بالابراق المتماثل.



الشكل 22-3

احتمال الخطأ الأصغر كتابع لمعدل المعطيات النسبي للابراق بزحزحة التردد.



الشكل 21-3

مقارنة احتمالات الخطأ الأصغر نتيجة لحفوف التردد الانتقائي بضم أفقية الإشارة الثلاث موضوع الدراسة.

### 4-6-3 معدل خطأ البتات الأصغر (غير القابل للتقليل)

في بيئة الراديو المتنقل يكون معدل خطأ البتات تابعاً لمتوسط سوية الإشارة ولعرض نطاق التماسك المبني على نشر التأخير. يمكن تقليل معدل خطأ البتات كلما ازداد متوسط سوية الإشارة. عندما يصل متوسط سوية الإشارة إلى نقطة معينة يبقى معدل خطأ البتات ثابتاً بينما يتابع متوسط سوية الإشارة ازدياده.

يدعى معدل خطأ البتات هذا معدل خطأ البتات الأصغر غير القابل للانقاص. ويبين الشكل 21-3 معدل خطأ البتات غير القابل للانقاص للإبراق بزحزحة الطور التفاضلي DPSK ويبين الشكل 22-3 معدل خطأ البتات لنظام الإبراق بزحزحة التردد. يمكن انقاص معدل خطأ البتات الأصغر بزيادة عرض نطاق التماسك أو باستخدام أنظمة التنوع. تشير أنظمة التنوع المستخدمة في الشكلين 22-3 و 21-3 إلى فوائدها بالتخفيض الإضافي لمعدل خطأ البتات الأصغر.

### 5-6-3 معدل خطأ البتات الأجمالي :

يمكن أن يكون معدل خطأ البتات الكلي حاصل جمع ثلاث معدلات لأخطاء البتات الفردية المبنية على معدلي إرسال مختلفين  $R_{RPM}$  ،  $R_A$  . معدل الإرسال  $R_{RPM}$  هو المعدل الذي تحدث تحته أخطاء التعديل الترددي العشوائية ،  $R_A$  هو المعدل الذي يحدث فوقه التداخل بين الرموز.

$$Pe = Pe_1 + Pe_2 + Pe_3$$

حيث  $Pe_1$  هو معدل البتات الناتج عن خفوت رايلي.

$Pe_2$  هو معدل البتات الناتج عن التعديل الترددي العشوائي .

$Pe_3$  هو معدل البتات الأصغر الناتج عن خفوت التردد الانتقائي .

يبين الشكل 23-3 منحنيات  $Pe_1$  ،  $Pe_2$  ،  $Pe_3$  حيث  $R_t$  هو معدل الإرسال و  $FA$

هو تردد الخفوت ، ولزمن نشر التأخير. يكون عادة .

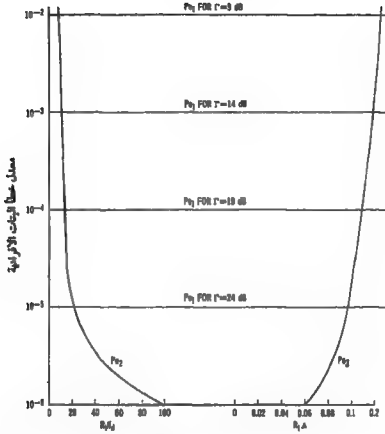
$$Pe = Pe_1 + Pe_2 \quad (R_t < R_{RPM}) \text{ عندما يكون معدل الإرسال منخفضاً}$$

$$Pe = Pe_1 + Pe_3 \quad (R_t > R_A) \text{ عندما يكون معدل الإرسال عالياً}$$

$$Pe = Pe_1 \quad (R_{RPM} < R_t < R_A) \text{ عندما يكون معدل الإرسال هو}$$

يبين الشكل 23-3 ب معدل خطأ البتات الكلي للإبراق بزحزحة الطور

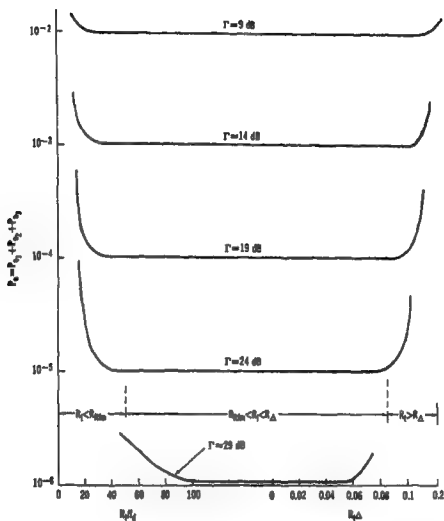
التفاضلي لنظام تنوع بضم فرعتين.



(A) Bit-error rate in a two-branch diversity combining DPSK system subject to envelope fading, random FM, and frequency selective fading. (From Ref. 17)

الشكل 3 - 23 أ

معدل خطأ البتات الكلي لنظام تنوع بهضم فرعتين من الإبراق بتردد  
الطور المتناقص ويخضع لحفوف الغلاف والتعديل الترددي العشوائي وحفوف التردد  
الانتقائي.



(B) Total BER,  $P_e = P_1 + P_2 + P_3$  in a selective Rayleigh fading environment.

معدل خطأ البتات الكلي في بيئة خفوت رايلي الانتقائي

الشكل 3 - 23 ب

7-3 حساب شدة الإشارة فوق سوية محددة في (خلية وحدة متنقلة مستقرة):

إذا كانت الوحدة المتنقلة في حالة الثبات (مستقرة) ضمن خلية، فما هي الفرصة التي تستطيع فيها أن تستقبل إشارة ما موجودة في تلك الخلية؟  
 لنفترض أن نصف قطر الخلية هو 16 كم (10 ميل)، والقدرة المتوسطة المستقبلية على بعد 10 ميل هي  $P_0$ ، ونسبة الإشارة إلى الضجيج عند البعد 10 ميل هي 18 ديسيبل. لنضع سوية عتبة تحت القدرة المتوسطة بمقدار 6 ديسيبل أي نسبة إشارة إلى ضجيج تزيد عن (12) ديسيبل تعتبر مقبولة.  
 عند حد الخلية يكون الاحتمال لأن تتعدى الإشارة السوية  $aP_0$ ، حيث  $0 < a < 1$  هي القدرة المتوسطة، هو:

$$\text{Prob}_{r=10 \text{ miles}}(P > aP_0) = \int_{aP_0}^{\infty} \frac{1}{P_0} e^{-\frac{P}{P_0}} dP \quad 1-7-3$$

$$= \int_0^{\infty} e^{-x} dx = e^{-a}$$

إستناداً إلى الشكل 2-4-3، إذا كانت الوحدة المتنقلة على مسافة  $r_1$  من موقع الإرسال المركزي و  $r_1 = 16$  كم (10 ميل) فإن الفرصة لاستقبال ناجح للإشارة لا يزال يعتمد على السوية  $aP_0$ ، ولكن القدرة المتوسطة الآن  $P_1$  أعلى من  $P_0$ ، ولهذا تعدل المعادلة 1-7-3 لتكون على الشكل:

$$\text{Prob}_{r=r_1}(P > aP_0) = \int_{aP_0}^{\infty} \frac{1}{P_1} e^{-\frac{P}{P_1}} dP = e^{-a(\frac{P_0}{P_1})} \quad 2-7-3$$

لنفترض أن خسارة الانتشار عند المسافة  $r_1$  هي:

$$P_1 = kr_1^{-4} \quad 3-7-3$$

حيث K ثابت (أنظر الفصل 5-3-2). عندما تكون  $r_1 = 10$  ميل فإن  $P_1 = P_0$  وتصبح المعادلة 3-7-3

$$P_0 = k10^{-4} \quad 4-7-3$$

بضم المعادلتين 3-7-3، 4-7-3 وحذف العامل K نحصل على:

$$P_1 = \left(\frac{10}{r_1}\right)^4 P_0 \quad 5-7-3$$

نعرض المعادلة 5-7-3 في المعادلة 2-7-3 نحصل على :

$$\text{Prob}_r = r_1 \left( P > \alpha P_0 \right) = e^{-\alpha \left(\frac{r_1}{10}\right)^4} \quad 6-7-3$$

إذا كانت  $\alpha = 0.25$  (سوية العتبة أقل بمقدار 6 ديسيبل من متوسط القدرة فإن المعادلة 6-7-3 يمكن أن تفسر بانها الجزء من المحيط الذي نصف قطره  $r_1$  ونسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية فيه  $\geq 12$  ديسيبل .  
مساحة الجزء من الخلية الذي يحقق نسبة إشارة إلى ضجيج أكبر من 12 ديسيبل

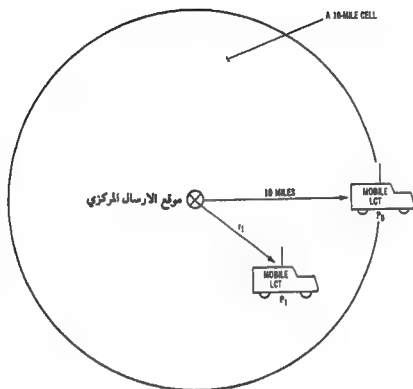
$$A_{\text{GNR} \geq 12 \text{ dB}} = \int_0^{\infty} e^{-0.25 \left(\frac{r_1}{10}\right)^4} 2\pi r_1 dr_1 \quad 7-7-3$$

لايجاد النسبة المثوية من الخلية التي تكون فيها نسبة الإشارة إلى الضجيج  $\geq 12$  ديسيبل نقسم مساحة الخلية الكاملة على المقدار  $\pi(10)^2 = 100\pi$

$$\frac{A_{\text{GNR} \geq 12 \text{ dB}}}{A_{\text{Total}}} = \frac{2\pi \int_0^{\infty} e^{-0.25 \left(\frac{r_1}{10}\right)^4} r_1 dr_1}{100\pi} \quad 8-7-3$$

حسبت المعادلة 8-7-3 بالتكامل العددي فوجدت الجزء من مساحة الخلية الذي تكون فيه نسبة الإشارة إلى الضجيج  $\geq 12$  ديسيبل هو 92,25% وهذا يعني ان الوحدة المتنقلة تستطيع الاتصال بنجاح وهي في حالة الثبات في 92,25% من مساحة الخلية . وفي المساحة المتبقية من الخلية وهي 7,75% فإن أي حركة طفيفة للعبة يمكن أن تحرك هوائي راديو الخلية إلى خارج صفه العميق ليؤمن اتصالاً ناجحاً. إذا لم يكن في الوحدة المتنقلة نسق تشوير مناسب ليقاوم أو يقلل خفوت المسار المتعدد فإن الوحدة لا تستطيع التحرك أثناء النداء نتيجة للخفوت الشديد .

مثال ذلك ، على الوحدة المتنقلة التي ليس لها حماية على أداء تشويرها ضد الحفوت أن تبقى ثابتة أثناء النداء عند موقع إشارة قوية.



الشكل 24-3  
احتمال العملية الناجحة في حالة الثبات

### 8-3 تعديل نطاق جانبي وحيد.

في هذا التعديل يمكن لأنظمة التنوع أن تساعد أيضاً في تقليل خفوت الإشارة. يعتبر تعديل النطاق الجانبي الوحيد جذاباً دائماً من وجهة نظر مردود الطيف. تستخدم القناة بعرض نطاق (5) كـ هـ لحمل القناة الصوتية في بيته بلا خفوت ومع هذا لا يمكن استخدام تعديل النطاق الجانبي الوحيد لوحدة في بيته خفوت لأن الإشارة (صوتية أو معطيات) تعدل على إتساع الحامل. وكذلك إشارة الخفوت تظهر أيضاً على إتساع الحامل نتيجة لوسط الأرسال ولهذا تتضاعف الإشارة بالخفوت خاصة إذا كان الخفوت شديداً، يمكن أن لا يكون استخدام نظام التنوع بفرعتين فعالاً في هذا النوع من التعديل.

قدم لوسيفيان عام 1978 نظاماً لاستخدام الضواغط والموسعات للإتساع والتردد كليهما في تعديل النطاق الجانبي الوحيد للاستخدامات المتقلة - ضواغط وموسعات التردد لتقليل عرض النطاق، وضواغط وموسعات الإتساع لتحسين أداء الإشارة إلى الصوت. لا يمكن لهذا النظام أن يقاوم الخفوت الحاد. يتعرض في الإشارة ضجيج اضافي هو ضجيج ضغط الإشارة. إن الحل الطبيعي لتقليل ضجيج ضغط الإشارة في تعديل النطاق الجانبي الوحيد في بيته خفوت هو استخدام الدليل كضابط آلي للربيع. ومع هذا لا نستطيع إرسال إشارة الدليل مع إشارة التعديل، بحيث يكون الفاصل الترددي بينهما ضمن معايير عرض نطاق التماسك لتقليل خفوت الإتساع بفعالية. (يبيّن في المادلة 1-3-3).

بما أن معيار عرض نطاق التماسك (انظر المعادلة 1-3-3) قد انحرف عن التعديل الزاوي (التعديل الترددي أو التعديل الطوري) وليس تعديل الإتساع فإن عرض نطاق التماسك لا يحتاج أن يكون ضيقاً. لا يعمل خلافاً خفوت الإشارة معلومات عن الإشارة (صوتية أو معطيات). وعلى العكس، في تعديل النطاق الجانبي الوحيد، يتطلب الفاصل الترددي المطلوب بين الدليل والحامل المعدل أن يكون ضيقاً جداً للوصول إلى هدف تقليل الخفوت بفعالية.

إن معامل ارتباط الغلاف المطلوب  $R_c$  للحصول على نسبة إشارة مخرج إلى ضجيج ضغط الإشارة بمقدار (20) ديسيبل هو 0.9998 بهذا الشرط يتحدد دليل الضبط الآلي للربيع عند (-30) ديسيبل بالنسبة لمتوسط القدرة. عندما يقترب معامل



الارتباط من الواحد يجب أن يكون تردد إشارة الدليل قريباً جداً من تردد الإشارة المعدلة.

نستطيع أيّما تردد الدليل المنفصل من المعادلة 3-1-11 إذا افترضنا أن  $\Delta\omega$  تساوي الصفر وقد إستخدم هوائي واحد فقط.

$$P_r = \frac{1}{1 + (\Delta\omega)^2 \Delta^2} \quad 1-8-3$$

عندئذٍ

$$(\Delta\omega) = \frac{1}{\Delta} \sqrt{\frac{1 - P_r}{P_r}} \quad 2-8-3$$

أو

$$(\Delta f) = \frac{1}{2\pi\Delta} \sqrt{\frac{1 - P_r}{P_r}} \quad 3-8-3$$

حيث  $\Delta f$  الفاصل الترددي،  $\Delta$  هو نشر التأخير

و  $P_r$  هو معامل ارتباط الغلاف

مثال 3-5 : احسب فاصلي التردد المطلوبين لإشارة دليل في مناطق الضواحي ومناطق المدن.

لتكن  $\Delta = 0.5$  ميكروثانية كما حصل عليها في منطقة الضواحي و  $\Delta = 3$  ميكروثانية في منطقة المدن. ولتكن  $P_r = 0.9998$  كما ذكر سابقاً، عندئذٍ يمكن الحصول على الفاصل الترددي المطلوب  $\Delta f$  من المعادلة 3-8-3  $\Delta f = 4.5 \text{ kHz}$  لمناطق الضواحي .  $\Delta f = 0.75 \text{ kHz}$  لمناطق المدن .

وهذا يعني أن  $\Delta f$  يجب أن تساوي 4,5 ك هـ أو اقل في مناطق الضواحي و 0,75 ك هـ في مناطق المدن .

لاحظ ماك جيهان الحقيقة المبينة في المثال 3-5-5 وقدم نظاماً لدليل داخل النطاق . فقد فصل النطاق الصوتي فانشأ فجوة في وسط نطاق الصوت حيث وضع فيه الدليل قبل إرسال الإشارة . وفي جانب الاستقبال يضم نطاق الصوت بعد ترشيح الدليل منه . تستخدم إشارة الدليل عندئذٍ كضابط آلي للربح لتقاوم الخفوت بفعالية . أما أداء النظام العملي فهو متروك للمستقبل .

قد يكون هذا النظام أقل فعالية في التغلب على الخفوت السريع في مناطق المدن نتيجة لتأخر الدارة في حذف الخفوت. وبما أن دليل الضبط الآلي للريح يمكن أن يتغير بفعالية في مجال ديناميكي قدره 30 ديسيبل فإنه يجب تصميم نسبة عالية من الحامل المستقبل إلى الضجيج لنقل 30 ديسيبل من أجل هذا النظام. ولهذا إذا كانت نسبة الحامل إلى الضجيج عند المستقبل أقل من 30 ديسيبل فإنه لا يمكن استعادة بعض أجزاء الصوت بسبب سوية الضجيج الصناعي الذي ادخل عند المستقبل. بصورة عامة يمكن استخدام النطاق الجانبي الوحيد للاتصالات من نقطة إلى نقطة للاستفادة من مردود الطيف.

في نظام الحلية المتنقل (الذي سيوصف في الفصل 5-5) يستخدم نظام إعادة استخدام التردد.

وبما أن بعض الترددات سوف ترسل بأن واحد في أكثر من منطقتين مختلفتين فإن التداخل بين الأقنية يصبح مشكلة رئيسة تحتاج إلى حل.

لقد أجري تحليل بمقارنة مردود الطيف بين التعديل الترددي الموجود هذه الأيام وبين النطاق الجانبي الوحيد المثالي في أنظمة الحلية المتنقلة بعد افتراض أن النطاق الجانبي الوحيد يمكنه التخلص بشكل كامل من خفوت رايلي.

وكانت النتيجة أن التعديل الترددي يسمح باستخدام خلايا أكبر بينما يتطلب النطاق الجانبي الوحيد خلايا أصغر لتأمين نفس النوعية من الصوت لنفس المنطقة.

ولهذا يتطلب التعديل الترددي في بيئة راديو الحلية المتنقلة خلايا أقل وأكبر وفواصل أقل بين خلايا القناة الواحدة ، ويتطلب النطاق الجانبي الوحيد خلايا أكثر وأصغر وفواصل أكبر بين خلايا القناة الواحدة

إن سوية نسبة الحامل إلى الضجيج (18 ديسيبل للتعديل الترددي) المستخدمة في التحليل هي لوضع سوية مرجعية فقط. وستبقى النتيجة نفسها، إذا كانت النسبة الحقيقية للحامل إلى الضجيج غير القيمة 18 ديسيبل.

توجد تفاصيل التحليل في المرجع 21

## المراجع

### REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., "Statistical Analysis of the Level Crossings and Duration of Fades of the Signal from an Energy Density Mobile Radio Antenna," *Bell Sys. Tech. J.* 46 (Feb. 1967): 417-448.  
This was the first in the literature to detail derivations of the level-crossing rates and average deviation of fades of a mobile radio signal received by a whip antenna, a loop antenna, and an energy-density antenna.
2. Ibid.
3. Lee, W. C. Y., *Mobile Communication Engineering* (McGraw Hill, 1982): 189.
4. Rice, S. O., "Distribution of the Duration of Fades in Radio Transmission," *Bell Sys. Tech. J.* 37 (May 1958): 581-635.
5. Lee, W. C. Y., *Mobile Communication Engineering*, 198.
6. Gilbert, E. N., "Energy Reception for Mobile Radio," *Bell Sys. Tech. J.* 44 (Oct. 1965): 1779-1803.
7. Gans, M. J., "A Power-Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 21: 1 (Feb. 1972): 27-38.
8. Jakes, W. C., *Microwave Mobile Communications* (Wiley): 29.
9. Lee, W. C. Y., "Comparison of an Energy Density Antenna System with Pre-detection Combining Systems for Mobile Radio," *IEEE Trans. Commun.* 17 (April 1969): 277-284.
10. Gans, M. J., "Propagation," 27-38.
11. Lee, W. C. Y., *Mobile Communication Engineering*, 343.
12. Lee, W. C. Y., Ibid., 219.
13. Lee, W. C. Y., "Mobile Radio Signal Correlation versus Antenna Height and Spacing," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 25: 4 (Aug. 1977): 290-292.
14. Lee, W. C. Y., and Y. S. Yeh, "Polarization Diversity System for Mobile Radio," *IEEE Trans. Commun. Com-20* (Oct. 1972): 912-923.
15. Lee, W. C. Y., "Level Crossings," 417-448.
16. Gilbert, E. N., "Energy Reception," 1779-1803.
17. Jakes, W. C., *Microwave Mobile Communications*, 530.
18. Wilmott, R. M., and B. B. Luegman, "Spectrum Efficiency Technology for Voice Communications," *UHF Task Force Report FCC/OPP UTF 78-01 (PB 278340) FCC* (Feb. 1978).
19. Gans, M. J., and Y. S. Yeh, "Modulation, Noise and Interference," *Microwave Mobile Communications*, ed. W. C. Jakes (Wiley, 1974): 206, ch. 4.
20. McGeehan, J. P., and A. J. Bateman, "Theoretical and Experimental Investigation of Feedforward Signal Regeneration as a Means of Combating Multipath Propagation Effects in Pilot-Based SSB Mobile Radio Systems," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 32 (Feb. 1983): 106-120.
21. Lee, W. C. Y., "Spectrum Efficiency: A Comparison between FM and SSB in Cellular Mobile Systems" (Presented at Office of Science and Technology, FCC, Aug. 2, 1985. Also in *Telephony*, Nov. 1985).



#### 4 - تداخل الراديو المتنقل

- 1-4 بيئة محدودة الضجيج ومحدودة التداخل .
- 2-4 تداخل القناة الواحدة والقناة المجاورة .
- 3-4 التعديل البيني .
- 4-4 نسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد .
- 5-4 التداخل بين الرموز .
- 6-4 تداخل البث بآن واحد .
- 7-4 أنصاف أقطار النواثر المحلية .



## 1-4 - بيئة محدودة الضجيج ومحدودة التداخل

### 1-1-4 - بيئة محدودة الضجيج

إذا وجدت وحدتا اتصال ارسال / استقبال فقط في مجال الاتصال من نقطة إلى نقطة فإن الضجيج الصناعي سوف يغلب على الأداء . لنفترض أنه تحركت إحدى الوحدتين أو كلاهما عندئذ يؤثر خفوت تعدد المسارات على الأداء أيضاً . وقد وصف معدل خطأ البتات لأنظمة التعديل في الفصل 3-6 ، الأبراق بزحزحة التردد غير المتناسك ، الأبراق بزحزحة التردد المتناسك ، الأبراق بزحزحة الطور والأبراق بزحزحة الطور التفاضلي . يمكن تقليل متطلبات عرض النطاق لأنظمة التعديل هذه إلى قيمة منخفضة نسبياً بالاستناد إلى القدرة المرسله أو مجال وصلة الاتصالات لأن خسارة مسار الانتشار هي ما يهمنا فقط في بيئة محدودة الضجيج .

### 1-2-4 - بيئة محدودة التداخل :

تشكل البيئة محدود التداخل فقط عند تواجد وحدات اتصال ارسال / استقبال كثيرة في المجال عندما يستخدم بعض المستثمرين نفس الأتية بينما يستخدم الآخرون أتية مجاورة «قريبة» . لنفترض أن الحالة الموصوفة في البيئة محدودة الضجيج تنطبق على هذه البيئة مع تداخل اضافي ناتج عن اتصالات القناة الواحدة والقناة المجاورة . يعالج هذا الفصل البيئة محدودة التداخل فقط الذي كان دائماً عاملاً في تصميم النظام . أما شروط حركة الاتصالات فهي ذات اهتمام رئيسي في هذه البيئة وسوف تشرح في الفصل الثامن .

## 2-4 تداخل القناة الواحدة والقناة المجاورة .

### 1-2-4 تداخل القناة الواحدة

- إن ترتيب القناة الواحدة هو عندما تتعين قناتا اتصال أو أكثر من نفس التردد . وغرض هذا الاجراء هو زيادة استخدام الطيف . في بيئة القناة الواحدة تكون قناتا الاتصال الواحدة أو الأكثر على الهواء ، وبالرغم من وجود انحراف كبير في التعديل الطوري أو التعديل الترددي «يعني تعديل نطلق عريض» فهذا لا يساعد في تقليل التداخل في بيئة الراديو المتنقل . لنفترض أن لكل هوائي مجال تغطية اشارة في خليته بنصف قطر  $R$  ، وأن المسافة بين خليتي القناة الواحدة  $D$  . عندئذ تستخدم النسبة  $D/R$  كمعامل في التعامل مع تداخل القناة الواحدة .

$$\alpha = \frac{D}{R}$$

1-2-4

تدهي القيمة  $\alpha$  معامل تخفيض القناة الواحدة وتحدد لأي سوية مطلوبة من نسبة الإشارة إلى التداخل. لهذا فإن تشكيل مجموعة هوائي جيدة لمنطقة واسعة يجب أن تبنى على أساس معامل تخفيض القناة الواحدة. تحدد القيمة  $\alpha$  من بيئة التداخل للقناة الواحدة حيث تكون نسبة الحامل إلى تداخل القناة الواحدة أكبر من 18 ديسيبل المكافئة للقيمة 63.1 مرة كما يلي:

$$\frac{C}{N_0 + I} = \frac{C}{N_0 + \sum_{i=1}^M I_i} = 63.1 \quad 2-2-4$$

حيث  $M$  هي عدد التداخلات. لنفترض أن  $M$  تساوي 6 وخسارة المسار هي 40 ديسيبل/العقد (أي الخسارة متناسبة مع  $R^{-4}$ ) قد استغلنا في بيئة الراديو المتنقل كما هو مبين في الشكل 1-4. يبين الشكل 1-4 نسبة الحامل إلى التداخل في موقع مرغوب من الخلية «محطة القاعدة». ويبين الشكل 1-4 ب هذه النسبة عند موقع الوحدة المتنقلة المرغوبة. وبذلك تكون  $C_0$ ،  $C_m$  سويتي الحاملين  $N_0$ ،  $N_m$  سويتي الضجيج، وتكون  $I_1$ ،  $I_2$  سويتي التداخل، يرمز الحرف  $b$  لمحطة القاعدة، والحرف  $m$  للوحدة المتنقلة. يجب أن تكون سويتا الحاملين  $C_m$ ،  $C_0$  متساويتين لتحقيق مبدأ التعاكسية، يمكن أن تختلف سويتا الضجيج  $N_m$ ،  $N_0$  عن بعضهما بمقدار (1) إلى (2) ديسيبل «انظر الفصل 1-4-6».

بما أنه يوجد فرق بسيط بين الحالة (1) والحالة (2) فلا حاجة للتمييز بين هاتين الحالتين بخصوص نسبي الحامل إلى التداخل. لتبسيط الحساب نفترض أن مسبي التداخل على مسافة متساوية من الخلية المرغوبة. تكون سوية التداخل عادة أعلى بكثير من سوية الضجيج المحلي بحيث يمكن إهمال الضجيج المحلي. تصبح المعادلة 2-2-4 على الشكل التالي:

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{\sum_{i=1}^6 I_i} = \frac{R^{-4}}{6D^{-4}} = \frac{\alpha^4}{6} \approx 63.1 \quad 3-2-4$$

ومنه  $\alpha \geq 4.4$



لا يعتمد العامل  $\alpha$  على القدرة المرسله ما دامت هذه القدرة أعلى من قيمة صغرى . يتم تحديد القدرة المرسله الصغرى على أساس نسبة الإشارة إلى الضجيج في بيئة محدودة الضجيج . يعتمد العامل  $\alpha$  على عدد مسيبي التداخل . فاصل المسافة المبني على أساس  $\alpha=4.4$  يعني أنه عندما يكون نصف قطر الخلية  $R$  مساوياً إلى 13 كم (8 ميل) تكون المسافة  $D$  مساوية إلى 56 كم (35 ميل) وعندما تكون  $R$  مساوية إلى 6 كم (4 ميل) تكون  $D$  مساوية إلى 28 كم (17,6 ميل) . ما دامت القدرة المرسله من موقع كل من الخلايا ذات القناة الواحدة هي نفسها، فإنه يمكن استخدام أي قيمة للقدرة المرسله بدون تغيير نسبة الحامل إلى تداخل القناة الواحدة، وهذه نتيجة مهمة جداً .

يمكن انقاص تداخل القناة الواحدة بوسائل أخرى أيضاً مثل استخدام الهوائيات الموجهة وإزالة اشعاع الهوائيات، وتخفيض ارتفاع الهوائي وانتقاء المكان المناسب . . . الخ .

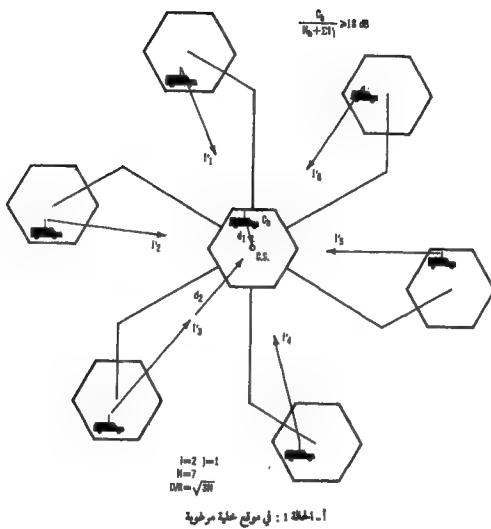
ستشرح الهوائيات الموجهة وإزالة اشعاع الهوائيات في الفصل 3-6

#### 2-2-4 تداخل القناة المجاورة

يتم التحكم بتداخل القناة المجاورة بصورة أفضل قليلاً من تداخل القناة الواحدة . بالإضافة إلى الوسائل الأخرى المشروحة في الفصل 1-2-4 يمكن أن تساعد خواص المرشاح في انقاص التداخل . هناك تداخل القناة المجاورة داخل النطاق وخارج النطاق . يشبه النوع الأول تداخل القناة الواحدة ولا يمكن ترشيحه . تداخل خارج النطاق هو تداخل القناة المجاورة المقصود هنا . لنفترض أن ميل المرشح هو 6 ديسيبل / الضعف وعرض نطاق كل قناة هو 30 ك هـ . يكون تردد حافة القناة على بعد 15 ك هـ من التردد المركزي (التردد الحامل) .

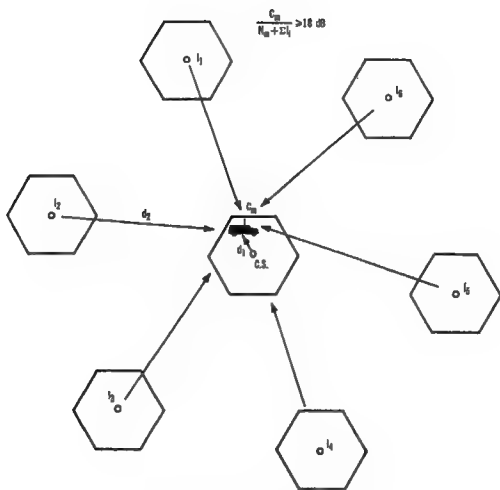
بدءاً من حافة القناة يمكن تتبع ميل الحسارة (أو العزل) 6 ديسيبل / الضعف واستمراره على طول المدى الترددي ، إذا كان التردد بعيداً 240 ك هـ عن مركز القناة المرغوبة عندئذ يمكن إيجاد الحسارة (أو العزل) بوضع  $f_1$  مساوياً إلى 15 ك هـ،  $f_2$  مساوياً إلى 240 ك هـ و  $K$  مساوياً إلى 6 في المعادلة 4-2-4 .

$$Loss = K \log_{10} \left( \frac{f_2}{f_1} \right) = \frac{K}{0.3} \log_{10} \left( \frac{f_2}{f_1} \right) \quad (\text{dB}) \quad 4-2-4$$



الشكل 1-4

تداخل القناة الواحدة في بيئة راديو متنقل لسته من مسببي التداخل.



ب - الحالة 2 : عند الوحدة المتصلة بالهوية

والنتيجة هي :

$$\text{Loss} = \frac{6}{0.3} \times \log_{10} \frac{240}{15} = 24 \text{ dB}$$

وهذا يعني أن هناك خسارة مقدارها 24 ديسيبل إذا استقبلت القدرة بتردد يبعد 240 ك هـ. من الطبيعي أن تضاف الخسائر الناتجة عن البعد الجغرافي وتوجيه الهوائي إلى الخسارة الناتجة عن الفصل الترددي. في الفصل 2-3-5 بينت المعادلة 20-3-2 الخسارة الإضافية للمسار. إذا كان المنبع المرغوب أبعد عن المستقبل من منبع التداخل عندئذ تكون الخسارة الإضافية للمسار  $\alpha$  :

$$\text{Additional path loss} = 40 \log_{10} \left( \frac{d_1}{d_0} \right) \quad 5-2-4$$

حيث  $d_1$  ،  $d_2$  هما بعدا مستقبل محطة القاعدة عن منبهي القناة الواحدة و  $d_1 > d_2$  كما هو مبين في الشكل 2-4. لتكن المعادلة 4-2-4 مساوية إلى المعادلة 5-2-4 عندئذ ينتج :

$$\left( \frac{d_1}{d_2} \right)^4 = \left( \frac{f_1}{f_2} \right)^{K/3}$$

أو

$$f_1 = f_2 \left( \frac{d_1}{d_2} \right)^{12/K} \quad 6-2-4$$

رسمت المعادلة 6-2-4 في الشكل 2-4 لقيم مختلفة من  $K$ . متى تم تحديد التردد  $f_2$  يمكن إيجاد عدد فواصل القناة ( $n$ ) من :

$$\text{Channel separation} = \frac{f_2 - f_1}{B} \quad 7-2-4$$

حيث  $B$  عرض نطاق القناة. تدل المعادلة 6-2-4 إلى إمكانية انقاص التداخل الناتج عن الوضع الجغرافي باستخدام فاصل القناة الترددي. يحتاج تعريف «القناة المجاورة» هنا إلى إيضاح. يوجد عادة تعريفان أحدهما للأقنية المتجاورة بشكل طبيعي والآخر للأقنية المتجاورة بالنظام. الأقنية المتجاورة بشكل طبيعي هي الأقنية التي تلي أحداها الأخرى في الطيف

الترددي . تؤثر الأتنية المتجاورة هذه على اعتبارات تصميم النظام بصورة كبيرة جداً ونحاول أن نفصلها عما يدعى بالأتنية المتجاورة بالنظام . الأتنية المتجاورة بالنظام هي تلك الأتنية التي تردداتها هي الأقرب إلى بعضها البعض بين مجموعة من الأتنية المنفصلة .

لنفترض أنه توجد 10 أتنية لكل منها عرض تطلق 30 ك هـ والفواصل بين القناتين القريبتين (القناتين المتجاورتين) هو 500 ك هـ، إذن يكون عرض نطاق القناة الكلي هو 5 م هـ . الأتنية المتجاورة بالنظام هي الأتنية التي تحتاج فاصلاً ترددياً لتجنب تداخل القناة المجاورة وبكلمات أخرى يمكن إنقاص تداخل القناة المجاورة بأخذ الحساسات بعين الاعتبار من الشروط التالية المبينة في المعادلة 7-24 :

$$D/R = \text{البعد الجغرافي ، } D/R$$

$$\Delta f = |f_1 - f_2| \text{ ، الفاصل الترددي ، } |f_1 - f_2|$$

وهناك طرق أخرى لتقليل التداخل باستخدام هوائيات موجهة توجه حزمها الاشعاعية في الجهات أفقية مختلفة (الفصل 3-6) وزوايا شاقولية مختلفة ، يعتبر انقاص تداخل القناة المجاورة بنظام التعديل الانتقائي غير فعال ما لم يستخدم نظام الطيف المنشور . ستظهر إيجابيات وسلبيات استخدام الطيف المنشور في الفقرة 4-5 والفصل التاسع .

### 3-4 التعديل البيئي

يحدث التعديل البيئي بسبب عملية غير خطية حيث أن إشارة المدخل هي مجموع عدد  $N$  من الترددات . بامرارها خلال مضخم قدره أو محدد صلب تنتج مكونات تعديل بيئي .

1-3-4 من خلال مضخم قدرة :

هناك حالتان للدراسة

الحالة (1) ، التأثير على إشارة تعديل زاوي :

لنفترض أن إشارة معدلة زاوياً هي :

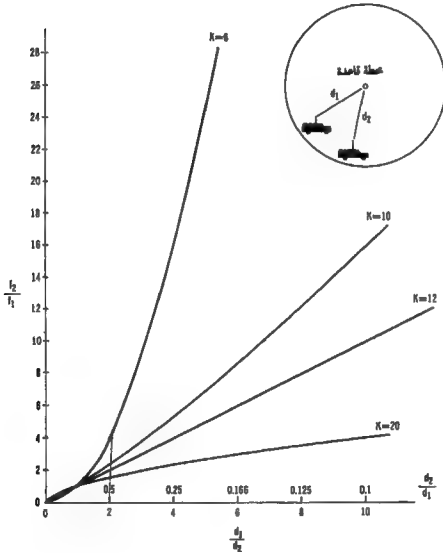
$$e_i = A_e \cos[2\pi f_e t + \phi_e(t)] \quad 1-3-4$$

حيث  $A_e$  ،  $f_e$  هما الاتساع والتردد على التوالي  $\phi_e(t)$  هي الإشارة المرسله . ولنفترض أيضاً أن المضخم القدرة عملية غير خطية على الشكل :

$$e_0 = a_1 e_1 + a_2 e_2^2 + a_3 e_3^3$$

2-3-4

حيث  $a_1, a_2, a_3$ ، ثوابت. بتمويض المعادلة 1-3-4 في المعادلة 2-3-4 نحصل  
عل:



الشكل 2-4 العلاقة بين نسب الترددات والمسافات.

$$e_0 = \frac{1}{2} a_2 A_0^2 + \left( a_1 A_0 + \frac{3}{4} a_3 A_0^3 \right) \cos(2\pi f_c t + \phi_0(t)) \quad 3-3-4$$

+ حدود بمدرجات أعلى .

يمكن استخدام مرشاح لاستخراج الإشارة المعدلة زاوياً المتمركزة عند  $f_c$  ، ويكون اتساع مخرج المرشاح  $\omega_c$  هو:

$$|e_0| = a_1 A_0 + \frac{3}{4} a_3 A_0^3 \quad 4-3-4$$

لم تفعل الخاصية غير الخطية أي شيء أكثر من تعديل الريح  $a_1 A_0$  بالحد الاضافي الموجود في المعادلة 4-3-4 تبقى معلومات الاشارة المستبقاة في طور التعديل الزاوي بدون تغيير.

وهذا فارق هام بين استخدام تعديل الاتساع والتعديل الزاوي وسبب رئيسي لاستخدام التعديل الزاوي في أنظمة الراديو المتنقل حيث لا يمكن تجنب استخدام مضخمات القدرة غير الخطية .

الحالة (2) : التأثير على عدد N من اشارات المدخل .

لنفترض أن إشارة المدخل هي مجموع ثلاث اشارات جيبية افردية ( $N=3$ ) من الشكل :

$$e_i = A \cos \alpha t + \beta \cos \beta t + C \cos \gamma t \quad 5-3-4$$

حيث  $\alpha, \beta, \gamma$  هي الترددات الزاوية .

بتموض المعادلة 5-3-4 في المعادلة 2-3-4 نحصل على :

$$e_0 = e_0 \text{ يساوي تيار مستمر (3 حدود) + مدروج أول (3 حدود) } \quad 6-3-4$$

مرغوبة بالاضافة إلى 9 حدود غير مرغوبة) + مدروج ثاني (9 حدود تعديل بيقي) + مدروج ثالث (19 حد تعديل بيقي)

وقد أدرج كل مدروج في الجداول 1-4

$$e_0 = a_1 e_1^1 + a_2 e_1^2 + a_3 e_1^3 \text{ المخرج } e_1^3 \text{ الموجودة في المخرج } e_1^3 \text{ النسبية الموجودة في المخرج } e_1^3$$

$$e_1 = A \cos \alpha t + B \cos \beta t + C \cos \gamma t$$

الترددات	Term 1	Term 2	Term 3
First order مرتبة أولى	$a_1 A \cos \alpha t + a_1 B \cos \beta t + a_1 C \cos \gamma t$	$1/2 a_1 (A^2 + B^2 + C^2)$	$3/4 a_1 A(A^2 + 2B^2 + 2C^2) \cos \alpha t + 3/4 a_1 B(B^2 + 2C^2 + 2A^2) \cos \beta t + 3/4 a_1 C(C^2 + 2A^2 + 2B^2) \cos \gamma t$
Second order مرتبة ثانية		$1/2 a_2 (A^2 \cos 2\alpha t + B^2 \cos 2\beta t + C^2 \cos 2\gamma t) + a_2 AB [\cos(\alpha + \beta)t + \cos(\alpha - \beta)t] + a_2 BC [\cos(\beta + \gamma)t + \cos(\beta - \gamma)t] + a_2 AC [\cos(\alpha + \gamma)t + \cos(\alpha - \gamma)t]$	
Third order مرتبة ثالثة			$1/4 a_3 (A^3 \cos 3\alpha t + B^3 \cos 3\beta t + C^3 \cos 3\gamma t) + 3/4 a_3 \left\{ \begin{array}{l} A^2 B [\cos(2\alpha + \beta)t + \cos(2\alpha - \beta)t] \\ A^2 C [\cos(2\alpha + \gamma)t + \cos(2\alpha - \gamma)t] \\ B^2 A [\cos(2\beta + \alpha)t + \cos(2\beta - \alpha)t] \\ B^2 C [\cos(2\beta + \gamma)t + \cos(2\beta - \gamma)t] \\ C^2 A [\cos(2\gamma + \alpha)t + \cos(2\gamma - \alpha)t] \\ C^2 B [\cos(2\gamma + \beta)t + \cos(2\gamma - \beta)t] \end{array} \right\} + 3/2 a_3 ABC [\cos(\alpha + \beta + \gamma)t + \cos(\alpha + \beta - \gamma)t + \cos(\alpha - \beta + \gamma)t + \cos(\alpha - \beta - \gamma)t]$

الجدول 1-4



إذا كانت جميع الاتساعات  $A, B, C$  متساوية فإن القدرة الموجودة في نواتج  $\alpha \pm \beta$  أعلى بمقدار 6 ديسيبل من نواتج  $2\gamma$ ، أو  $2\alpha$ ،  $2\beta$  كما هو مبين في الجدول 1-4

$$P_{\alpha \pm \beta} = P_{2\alpha} + 6 \text{ (dBm)} \quad 7-3-4$$

وينفس المنوال:

$$P_{2\alpha \pm \beta} = P_{3\alpha} + 9.6 \text{ (dBm)} \quad 8-3-4$$

$$P_{\alpha \pm \beta \pm \gamma} = P_{3\alpha} + 15.6 \text{ (dBm)} \quad 9-3-4$$

جميع حدود التعديل البيئي الثاني والعشرين سوف تلوث الوسط عندما ترسل من مضخم القدرة. إذا لم يكن ضغط هذا التلوث بالشكل المناسب فإن سوية الضجيج الصناعي في الوسط سوف يزداد.

بالإضافة إلى اعتبارات تقليل التعديل البيئي فإن الترددات الثلاثة  $(\gamma, \beta, \alpha)$  يجب أن تتعين بحيث تتحقق العلاقات الثلاثة التالية ويتم تجنب الضجيج الهامشي:

$$\left. \begin{array}{l} \gamma \neq \alpha \pm \beta \\ \gamma \neq 2\alpha \pm \beta \\ 2\gamma \neq \alpha \pm \beta \end{array} \right\} \quad 10-3-4$$

ينشأ الضجيج الهامشي من نواتج التعديل البيئي التي تقع ضمن الترددات

المرغوبة.

2-3-4 من خلال محدد صلب (صارم)

نفترض أن إشارة مدخل  $e_1$  مؤلفة من خمس إشارات معقدة زائداً

$$e_1 = A \cos(\alpha t) + B \cos(\beta t) + C \cos(\sigma t) + D \cos(\sigma t) + E \cos(\gamma t) \quad 11-3-4$$

ولندع  $e_1$  تمر خلال محدد صلب (صارم)

$$e_0 = \text{sgn } e_1 = \begin{cases} +1 & e_1 > 0 \\ -1 & e_1 < 0 \end{cases} \quad 12-3-4$$

أُستُخدم الرمز (Sgn) لتمثيل المعادلة 12-3-4 في حالة شرط التحديد وقد أُدرج عدد نواتج التعديل البيئي من المدرجات المختلفة في الجدول 2-4

يمكن الحصول على القدرة التقريبية  $P_m$  للتعديل البيئي للمدرجات  $m \geq 3$  كما أُدرجت في الجدول 2-4 بالشكل .

$$P_m \approx \frac{P}{m^2}$$

13-3-4

حيث  $P$  قدرة الإشارة المرغوبة .

الجدول 2-4

#### جدول 2 - 4

عدد نواتج التعديل البيئي IM من مراتب مختلفة لعدد  $N$  إشارة دخل جيبية

(من المرجع رقم 3)

IM Form	Order m	Number of Frequencies L in this IM	Total Number of IM Products of This Form
$2\alpha - \beta$	3	2	$N(N-1)$
* $\alpha + \beta - \gamma$	3	3	$T_3 \triangleq N(N-1)(N-2)/2$
$3\alpha - \beta - \gamma$	5	3	$N(N-1)(N-2)/2$
$\alpha + 2\beta - 2\gamma$	5	3	$N(N-1)(N-2)$
* $\alpha + \beta + \gamma - \sigma - \eta$	5	5	$T_5 \triangleq N(N-1)(N-2)(N-3)(N-4)/12$

† The notation  $\alpha, \beta, \gamma, \sigma, \eta$  represents any of the input frequencies but  $\alpha \neq \beta \neq \gamma \neq \sigma \neq \eta$

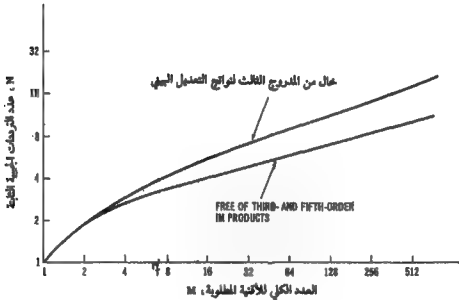
\* Indicates the dominant form of the third- and fifth-order cross products.

خال من نواتج التعديل البيئي .

لنفترض أن عدد  $N$  من ترددات الأتنية الفرعية الجيبية يجب أن تحزم في قناة مجمعة بعرض نطاق MB ، حيث  $B$  عرض نطاق القناة الفرعية .  $M$  العدد الكلي من الأتنية المطلوبة لتفادي التعديل البيئي بين عدد  $N$  من الأتنية الفرعية .  
يمكننا حساب عرض النطاق الأصغري MB المطلوب لتفادي نواتج التعديل

البيئي من المدرج الثالث أو المدرجين الثالث والخامس للعدد المعطى  $N$  كما هو موضح في الشكل 3-4.

إذا كانت  $N=8$  عندئذ  $M=48$  أو نحتاج إلى قناة كاملة بعرض نطاق B 48 لتكون خالية من التعديل البيئي بالمدرج الثالث فقط بين 8 أقتية ثانوية. إذا كانت  $N=8$  فإن  $M=150$  أي نحتاج إلى قناة بعرض B 150 لتكون خالية من نواتج التعديل البيئي بكل المدرجين الثالث والخامس بين تلك الأقتية الفرعية الثانية. لكي تكون الأقتية خالية من نواتج التعديل البيئي يجب استخدام نطاق واسع من الترددات الراديوية لوضع أقتية فقط.



الشكل 3-4

العدد المطلوب من أقتية الترددات مقابل عدد الترددات المرسل مستجيب غير خطي

خصائص تعيين التردد.

في الجدول 3-4 تم تعيين عدة ترددات آتنية خاصة تحقق مجموعتين من المتطلبات. إما لا توجد نواتج متشعبة من التعديل البيئي أو حددت النواتج المنتشرة للتعديل البيئي إلى B3.

مثال ذلك محتاج الترددات الحاملة الأربعة المختلفة المستخدمة في حالة نواتج متشعبة من التعديل البيئي إلى عرض نطاق B7. واستخدمت نفس الترددات الحاملة الأربعة في حالة عدم وجود نواتج متشعبة من التعديل البيئي فاحتاجت إلى عرض نطاق كلي مقداره B15 .

ولهذا يجب الموازنة: بين انتشار نواتج التعديل البيئي أو أن يضحى بطيف ترددي واسع.

الجدول 3-4

خطط ترددات لتفادي المدرجة الثالثة للتعديل البيئي

Signal Channels	N	Total Channels M	Frequencies $F_i$
IM product spreading	3	4	1, 2, 4
	4	7	1, 2, 5, 7
	5	12	1, 2, 5, 10, 12
	6	18	1, 2, 5, 11, 13, 18
	7	26	1, 2, 5, 11, 19, 24, 26
	8	35	1, 2, 5, 10, 16, 23, 33, 35
	9	46	1, 2, 5, 14, 25, 31, 39, 41, 46
	10	62	1, 2, 8, 12, 27, 46, 48, 57, 60, 62
No IM product spreading	3	7	1, 3, 7
	4	15	1, 3, 7, 15

#### 4-4 نسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد.

يساعد فاصل البعد الجغرافي دائماً في تقليل تداخل الإشارة ومع هذا لا توجد أية حالة حيث تأذى اتصال الراديو المتنقل بفاصل البعد الجغرافي.

لنفترض أن كل وحدة متنقلة تتحرك ضمن تغطية محطة القاعدة. تكون بعض

الوحدات المتنقلة دائماً أقرب إلى محطة القاعدة من الأخرى. لتصور أن وحدتين متنقلتين ترسلان معاً بأن واحد أشارات إلى محطة القاعدة. تكون الإشارة المستقبلية من الوحدة المتنقلة الأقرب إلى محطة القاعدة أقوى من الإشارة المستقبلية من الوحدة المتنقلة الأبعد. الإشارة المستقبلية الأقوى سوف تحجب الإشارة الأضعف. تعتمد درجة الحجب على فرق المسافتين إلى محطة القاعدة يدعى فرق القدرة الناتج عن خسارة المسارين بين مكان الاستقبال وكل من المرسلين بنسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد

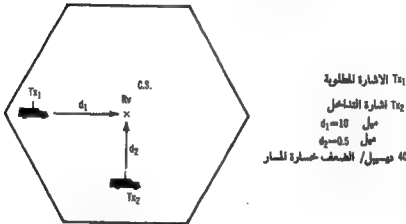
حساب المسار للمسافة  $d_2$  (طرف قريب)

1-4-4 نسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد =

حساب المسار للمسافة  $d_1$  (طرف بعيد)

رسمت جميع التوضيحات في الشكل 4-4. لتكن قدرة الإرسال في كلا الوحدتين المتنقلتين واحدة. ولتكن  $Tx_1$  الإشارة المرغوبة على بعد  $d_1 = 16$  كم (10 ميل) من محطة القاعدة ولتكن  $Tx_2$  إشارة التداخل على بعد  $d_2 = 0.8$  كم (0.5 ميل) باستخدام قاعدة خسارة المسار بمقدار 40 ديسيبل / العقد، تكون عندئذ نسبة قدرة الطرف القريب إلى الطرف البعيد هي:

$$\begin{aligned} \text{Near-end-to-far-end ratio} &= 40 \log_{10} \frac{d_2}{d_1} \\ &= 40 \log_{10} \frac{0.8}{16} = 52 \text{ dB} \end{aligned} \quad 2-4-4$$



الشكل 4-4 توضيح حالة نسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد

تبين المعادلة 2-4-4 أن الإشارة المستقبلية في محطة القاعدة من الوحدة المتنقلة البعيدة أضعف بمقدار 52 ديسيبل من إشارة الوحدة المتنقلة القريبة .  
لكي تقلل هذه النسبة من تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد للوحدة المتنقلة  $7\alpha_1$  يجب إرسال ترددين مختلفين بينهما فاصل كاف يعتمد على خصائص شكل استجابة المرشح .

إذا كانت خاصية المرشح المستخدم هي 12 ديسيبل / الضعف عندئذ يمكن إيجاد الفاصل الترددي بين الاشارتين للوصول إلى عزل معين بقلب المعادلة 4-2-4 على الشكل :

$$\frac{f_2}{f_1} = 10^{\alpha} \quad 3-4-4$$

حيث :

$$\eta = \frac{\text{Loss} \times 0.3}{K} \quad 4-4-4$$

شرحت جميع العمليات في المعادلة 4-2-4. يمكن إيجاد الفاصل الترددي على أساس قيمة عزل مقدارها 52 ديسيبل بتطبيق المعادلة 3-4-4. لنفترض أن الحسارة تعادل 52 ديسيبل والعامل  $K$  يساوي 12 عندئذ :

$$\frac{f_2}{f_1} = 10^{1.3} = 20 \quad \text{و} \quad \eta = \frac{52 \times 0.3}{12} = 1.3 \quad 5-4-4$$

إذا كان عرض نطاق الإشارة المرغوبة هو 30 ك هـ تكون  $f_1 = 15$  ك هـ و  $f_2 = 300$  ك هـ. تدل النسبة  $f_2/f_1 = 20$  أيضاً أنه يجب تأمين فاصل بمقدار 20 قناة بغض النظر عن عرض النطاق لكل قناة .

يمكن أن توجد نسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد في نظامين :  
من الوحدة المتنقلة إلى القاعدة ومن وحدة متنقلة إلى وحدة متنقلة . تستخدم الأولى دائماً محطة القاعدة كمرسل للاتصال مع وحدة متنقلة أخرى أو مع هوائيات سلكية وشرحت هذه الطريقة في الأجزاء الأولى من هذا الفصل . لا تتضمن الثانية أية محطة قاعدة .

يستخدم هذا النظام عادة من قبل العسكريين . تعد متطلبات الفاصل الترددي لانقاص نسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد هي نفسها .

#### 5-4 التداخل بين الرموز.

ينتج التداخل بين الرموز عن انتشار التأخير الكبير نسبياً في وسط متعدد المسارات أو عن معدل إرسال بتات عالي نسبياً. لنفترض أن (1) بتة في الثانية تتطلب (1) هرتز في نظام ابراق ثنائي بزرحة الطور، عندئذ يمكن تحديد معدل إرسال البتات  $R_b$  من:

$$R_b < \frac{1}{\Delta} \quad 1-5-4$$

من الفصل 6-5-1 إذا كان نشر التأخير  $\Delta$  في مناطق المدن 3 ميكروثانية فإن  $R_b$

في مناطق المدن لا يمكن أن تتعدى:

$$R_b < \frac{1}{3 \times 10^{-6}} = 3.33 \times 10^5 \text{ bps}$$

يمكن أن تتطلب معايير عرض نطاق التهاك المبين في المعادلة 1-3-3 معلمات أشد. إذا قرئت بتان متجاورتان في شقي زمن ضمن فاصل زمني قدره  $2\pi\Delta$  وكانتا متداخلتين مبدئياً مع بعضهما، وإذا قرئت بتتان في شقي زمن يفصلهما أكثر من  $2\pi\Delta$  ولم تكونا متداخلتين مع البتات المجاورة فإن معدل إرسال البتات في وسط خفوت رايلي هو:

$$R_b < \frac{1}{2\pi\Delta} \quad 2-5-4$$

بنيت المعادلة 1-3-3 على أساس معامل ارتباط بين البتات المتتالية ضمن 0,5 كمييار لعرض نطاق التهاك.

يعتمد معدل الإرسال  $R_b$  في المعادلة 2-5-4 أيضاً على معيار معدل الإرسال  $R_b$  في مناطق المدن وهو:

$$R_b < \frac{1}{2\pi \times 3 \times 10^{-6}} = 5.3 \times 10^4 \text{ bps} \quad 3-5-4$$

يمكن أيضاً تحديد الحد الاعلى لمعدل الإرسال في مناطق المدن بدقة أكبر بوضع معدل خطأ البتات المعين والذي يتأثر بنشر التأخير كما شرح في الفصل 6-3 والشكل 21-3. عندما يحدد معدل خطأ البتات الأصغر بالقيمة  $10^{-4}$  فإن قيمة  $d$  تقراً من المنحني ويكون:

$$d = \frac{R_t}{B_c} = 0.06$$

لنفترض أن منطقة المدن هي المدروسة، عندئذ:

$$R_t = 0.06B_c = \frac{0.06}{2\pi\Delta} = 3183 \text{ hps}$$

يمكن زيادة قيمة  $R_t$  هذه بإضافة التنوع كما هو مبين في الشكل 21-3 والشكل

22-3  
بالاختصار لتحديد  $R_t$  بالحد الأعلى بنشر التأخير في الوسط وبالحد الأدنى بالتعديل الترددي العشوائي. عندما تتعدى  $R_t$  الحد الأعلى يحدث التداخل بين الرموز.

#### 6-4 تداخل البث بأن واحد.

يدعى إرسال المعلومات السمية على مرسلين أو أكثر يعملان على نفس التردد الراديوي بالبث بأن واحد.

يبين الشكل 5-4 حالتين. في الحالة الأولى مرسلان يحملان نفس الإشارة إلى الوحدة المتحركة وفي الحالة الثانية ثلاثة مرسلات تحمل نفس الإشارة. إن ميزة استخدام البث بأن واحد في منطقة واسعة التغطية هي تبسيط توزيع الاتصالات أو تبسيط اتصالات المنطقة الواسعة والوحدة المتحركة إلى الوحدة المتحركة. يمكن للبث بأن واحد أن يحسن في بعض الأحيان تغطية نظام الراديو المتحرك.

يعد البث بأن واحد منشأ، عن قصد، لمسارات متعددة في الوسط. على المستقبل أن يكشف مجموع الاشارتين المرسلتين من المرسلين على الشكل:

$$s_r = A \sin(\omega_c t + \phi_a) + B \sin(\omega_c t + \phi_b) \quad 1-6-4$$

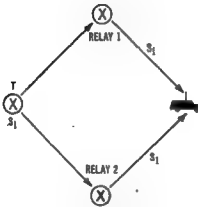
حيث  $A$ ،  $B$  هما اتساعا التردد الراديوي،  $\omega_c$ ،  $\omega_b$  تردد الحاملين،  $\phi_a$ ،  $\phi_b$  هما التعديل الزاوي (تعديل ترددي أو تعديل طوري) ويمكن نشر  $\phi_a$ ،  $\phi_b$  على الشكل:

$$\phi_a = \phi_{ma} \sin(\omega_{ma} t + \theta_a) + \phi_{0a} \quad 2-6-4$$

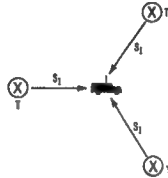
$$\phi_b = \phi_{mb} \sin(\omega_{mb} t + \theta_b) + \phi_{0b} \quad 3-6-4$$



حيث  $\phi_{mb}$  ،  $\phi_{mo}$  هما قمتا الزحزحة ،  $\omega_{mb}$  ،  $\omega_{mo}$  ترددا التعديل السمعيان ،  $\theta_o$  ،  $\theta_b$  هما تأخيرا الطور السمعي ،  $\phi_{oo}$  ،  $\phi_{ob}$  تأخيرا طور التردد الحامل الراديوي من المرسل A والمرسل B على التوالي. في الحالة المثالية يجب أن تكون المعادلتان 4-2 ، 4-3 و 4-6 متماثلتين وذلك لكي يحذف تداخل البث بآن واحد شريطة أن تكون  $\omega_o = \omega_b$



أ - الحلقة 1 : مرحلان يحملان الإشارة نفسها



ب - الحلقة 2 : ثلاثة مرسلات تحمل نفس الإشارة

#### الشكل 5-4 بيئة البث بآن واحد

- 1-  $\omega_o \neq \omega_b$  : تسبب هذه الحالة خفقا تزداد مع مدرجاته نتيجة لكشف التعديل الترددي في المستقبل.
- 2-  $\omega_{mb} \neq \omega_{mo}$  : يمكن أن تسبب أسلاك التوصيل السمعية إلى كل مرسل انحرافاً في التردد. ويتج عن ذلك تشويه سمعي.
- 3-  $\phi_{oo} \neq \phi_{ob}$  : يسبب فرق الطور هذا بين ترددي الحاملين حدوث أمواج راديوية مستقرة. وبذلك تتغير سوية إتساع التردد الراديوي. تحدث هذه الحالة دائماً في بيئة الراديو المتنقل.

4-  $\theta_0 \neq \theta_9$ : ينتج عن فرق الطور بين اشارتي التعديل السمعيين مدرجات وخسارة في الإشارة المكشوفة.

5-  $\phi_{ms} \neq \phi_{mb}$ : ينتج عن اختلاف الاتساع بين اشارتي التعديل السمعيين نفس أنواع الاضطراب الذي يسببه فرق الطور السمعي.

يعتبر البث بأن واحد تحدياً من الناحية التقنية. والمتطلبات الرئيسية له هي التزامن الجيد والتقليل الكبير في فروق الطور والسوية السمعية بين المرسلات. في نظام الراديو الهاتفي المتنقل لا ترسل الرسائل الصوتية ورسائل المعطيات على نفس التردد ولكنها تعين لمرسلات مختلفة. ولهذا لا يوجد تداخل البث بأن واحد. ومع هذا يمكن أن يحدث تداخل البث بأن واحد في نظام الاستدعاء عند استخدام معيد واحد أو أكثر في ذلك النظام.

#### 7-4 أنصاف أقطار النواثر المحلية.

تكون هيئة التضاريس عادة هي العنصر الغالب في خسارة مسار الانتشار في تلك المنطقة وتسبب النواثر المحلية المحيطة بالوحدة المتنقلة خفوتاً قصيراً الأجل. الخفوت القصير الأجل هو أحد أنواع التداخل. تسمى النواثر المحلية بهذا الاسم إذا تحقق مطلبان:

(1) حجم النواثر أكبر من طول الموجة العاملة. (2) ارتفاعات النواثر أعلى من ارتفاع هوائي الوحدة المتنقلة.

من الطبيعي أن تكون المنازل والبنايات المحيطة بالوحدة المتنقلة محفلة للمطيلين وهي نواثر محلية.

يطرح هنا هذا السؤال. ما هو كبر (اتساع) المنطقة التي تقع فيها النواثر المحلية المحيطة بالوحدة المتنقلة؟

لا يمكن في الحقيقة قياس نصف قطر مجموعة من النواثر المحلية الفعالة. ولكن يمكننا الحصول عليه بصورة غير مباشرة بمقارنة المعطيات المقاسة مع نموذج نظري وصف في المراجع 8

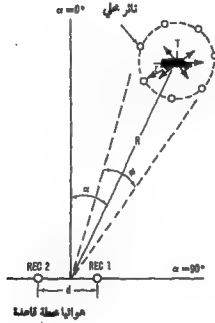
أولاً - بني الاشتقاق النظري على أساس النموذج المبين في الشكل 6-4.

ولنفترض أنه لا يوجد مسار مباشر بين المرسل المتنقل ومستقبل محطة القاعدة. ولتكن المسافة بين محطة القاعدة والوحدة المتنقلة  $R$  ونصف قطر النواثر المحيطة بالمرسل المتنقل  $r$ .

يحدد نصف قطر النواثر  $r$  جميع النواثر الفعالة ضمن نصف القطر  $r$ . سوف لا

تعتبر الأشياء خارج نصف القطر  $r$  كنواثر لأن لقدرتها التناثرية أثر مهمل على الإشارة المستقبلة في محطة القاعدة.

يمكن التعبير عن القطاع الزاوي  $\phi$  لوصول الإشارة على الشكل:  $\phi = \frac{2\pi}{R}$

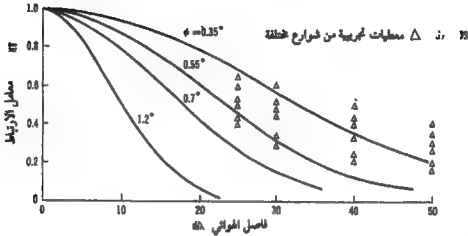


الشكل 6-4 نموذج لتحديد نصف قطر النواثر المحلية

يبين الشكل 7-4 معاملات الارتباط النظرية بين اشارتين استقبلتا بهوائي محطة قاعدة بقيم مختلفة من القطاع الزاوي  $\phi$  وقد رسمت بالنسبة للمفاصل  $d$  بين هوائي محطة القاعدة وذلك في حالة  $\alpha$  تساوي للصفر.

كما رسمت أيضاً بيانات الارتباط التجريبية التي أخذت على بعد 5 كم (3 ميل) من محطة القاعدة في منطقة ضواحي على الشكل 7-4. وقد تطابقت البيانات التجريبية والمنحنى النظري بمقاربة جيدة عند قطاع زاوي قدره  $(0,4^\circ)$  حذوئاً يمكن تقدير نصف قطر النواثر المحلية بالتقريب على الشكل:

$$r = \frac{R\phi}{2} = \frac{(3 \text{ miles}) \left( \frac{0.4^\circ}{57.3^\circ} \right)}{2} \doteq 55 \text{ ft} \quad (\text{في منطقة ضواحي})$$



الشكل 7-4 الارتباط المتبادل لغلافي إشارة من هوائي محطة قاعدة:  
الترابطان النظري والتجريبي مقابل فاصل الهوائي لحالة انتشار واسع

يمكن تحويل هذا إلى أطوال موجات آك (355 م) عند 850 م هـ. بها أن البيانات التجريبية قد أخذت في منطقة ضواحي حيث المنازل والأبنية والمنتشآت الصناعية الأخرى كانت ضمن المسافة 16,5 م (55 قدماً) من المرسل المتنقل فإن نصف قطر النواثر 55 قدماً يدل على أن الأشياء الطبيعية الأقرب إلى المرسل المتنقل هي القاعدة. ويدل أيضاً على أن الانعكاسات الثانوية الناتجة عن المنازل والأبنية الأكثر بعداً من 55 قدماً لا تتداخل مع الإشارة المستقبلية عند محطة القاعدة. وبالرغم من أن نصف قطر النواثر يعتمد بشكل رئيسي على البيئة الصناعية إلا أنه يتأثر أيضاً بطول الموجة. عندما يكون التردد العامل أقل تكون خسارة الانتشار أقل. يجب أن يكون نصف قطر النواثر أكبر قليلاً. ولهذا فإن نصف قطر النواثر في بيئة الراديو المتنقل حوالي 15-30 م (50-100 قدم) لترددات حوالي 850 م هـ.

بما أن فاصل الهوائي d عند محطة القاعدة يقاس بأطوال الموجات لذلك تحول r من طولها الطبيعي إلى أطوال موجات.

منطقة الضواحي:  $r = 50\lambda$  to  $100\lambda$

لجميع الترددات من 30 م هـ إلى 10 جـ هـ.

يختلف نصف قطر النواثر r في طوله الحقيقي مع اختلاف أطوال الموجات.

وهذا هو سبب اعتماد فاصل الهوائي المطلوب على طول الموجة لتأمين معامل ارتباط محدد بين اشارتي محطة قاعدة وليس على البعد الحقيقي.

## المراجع

### REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., *Mobile Communication Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 369.
2. Prabhu, V. K., and H. E. Rowe, "Spectral Density Bounds of a PM Wave," *Bell Sys. Tech. J.* 48 (March 1969): 789-811.
3. Spilker, J. J., Jr., *Digital Communicating by Satellite* (Prentice Hall, 1977): 243.
4. Spilker, J. J., Jr., *Digital Communicating*, 252.
5. Lee, W. C. Y., "Elements of Mobile Cellular System," will be published by *IEEE Transactions on Vehicular Tech.*, May 1986.
6. Ade, John E., "Some Aspects of the Theory of Simulcast" (Paper presented at the IEEE 32nd Vehicular Technology Conference, San Diego, CA, May 1982): 133-139.
7. Lee, W. C. Y., "Effects on Correlation between Two Mobile Radio Base-Station Antennas," *IEEE Trans. Commun.* 21 (Nov. 1973): 1214-1224.
8. Lee, W. C. Y., "Antenna Spacing Requirement for a Mobile Radio Base-Station Diversity," *Bell Sys. Tech. J.* 50: 6 (July-Aug. 1971): 1859-1876.



## 5 - خطط التردد وخططاتها المرافقة

- 1-5 خططات الألفية المخصصة وإعادة استخدام الترددات .
- 2-5 تعدد الارسال بالتقسيم الترددي (FDM) .
- 3-5 تعدد الارسال بالتقسيم الزمني (TDM) .
- 4-5 الطيف المنشور والقفز الترددي .
- 5-5 المفهوم الخلوي .



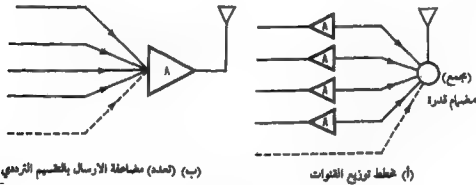


كما شرح في الفصل الرابع فهناك حاجة إلى خطط ترددية مناسبة لتقليل تداخل الاقنية المتجاورة والتعديل البيئي. يغطي هذا الفصل خطط تردد كثيرة للاستخدام الاعظمي للطيف.

### 1-5 مخططات الاقنية المخصصة واعادة استخدام الترددات.

#### 1-1-5 - مخططات الاقنية المخصصة

في محطة القاعدة يوجد عدد  $N$  من الاقنية تترافق إما مع  $N$  مضخم قدرة فرادي أو مشترك معاً بمضخم قدرة واحد كما هو مبين في الشكل (1-5) يدعى النوع الأول بمخطط الاقنية المخصصة ويدعى الثاني بمخطط تعدد الارسل. يغطي هذا الفصل خطط الاقنية المخصصة بينما سيشرح نظام تعدد الارسل في الفصل التالي.

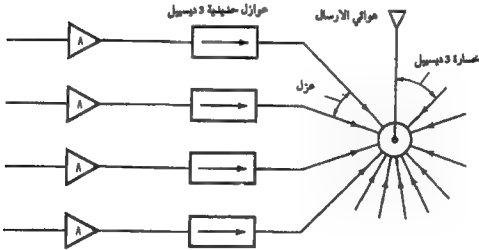


الشكل 1-5

مقارنة بين مخطط الاقنية المخصصة ومخطط تعدد الارسل بالتقسيم الترددي

في نظام الاقنية المخصصة لكل قناة مضخم قدرة خاص بها ولا تنتج نواتج التعديل البيئي بالعملية غير الخطية لأنه يوجد مدخل واحد فقط. إلا أن مضام القدرة يضم جميع الاقنية الافرادية ويرسلها إلى هوائي الارسل. لا يمكن أن يكون مضام القدرة جهاز موازنة الممانعة الكامل. يمكن للقدرة أن تتسرب عند المضام من مدخل لآخر، وأن تحصل تغذية راجعة لمضخم القدرة وتسبب التعديل البيئي.

يجوي مضمام القدرة النمطي عند 1 جـ هـ 16 تجويماً طنائاً يعمل كل منها كمرشاح نطاق ضيق وتغذي حملاً مشتركاً هو هوائي الارسل .  
 يمكن أن يكون لهذا المضمام خسارة عظمى قدرها 3 ديسيبل للقناة وعزل أصغري من قناة إلى قناة قدره 18 ديسيبل . لتحقيق خسارة 3 ديسيبل للقناة يجب أن تكون المباعدة بين الأقنية 630 كـ هـ أو 21 قناة (21 × 30 كـ هـ). يمكن أن يكون حد قطع المرشاح متسع الجوانب لتقليل الخسارات . ولهذا يتم التحكم بالتعديل البيئي بواسطة عوازل حديدية تؤمن خسارة بالطريق العكسي قدرها 30 ديسيبل . يبين الشكل 2-5 شكل هذا المضمام الخاص . عند تحريض قدرة ثلاث أقنية بأن واحد (المباعدة بين الأقنية هي 21B حيث B عرض النطاق الترددي لكل قناة) فإن نواتج التعديل البيئي المقاسة تقل بمقدار (55) ديسيبل على الأقل عن الاشارات المرغوبة . عند الترددات الأقل من 150 مـ هـ يصبح الحجم الطبيعي لدليل الموجه غير عملي ، وعندئذ يمكن أن يصمم المضمام باستخدام الكوابل المحورية أو من دارات بوشية ومكثف (LC) ويبقى الاعتبار الرئيسي هو نفسه .



الشكل 2-5- مضمام قدرة خاص

### 2-1-5 اعادة استخدام الترددات

بما أن أنظمة الأقنية يمكنها التحكم بسوية نواتج التعديل البيني فإن القناة نفسها يمكن اعادة استخدامها على مسافة معينة تضبط بعامل تخفيض القناة الواحدة  $(a = D/R)$  الفصل 1-2-4

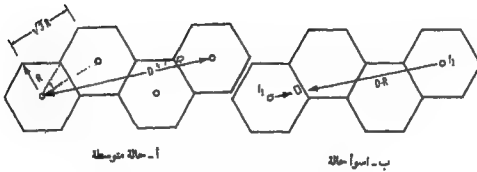
تزداد قيمة  $a$  كلما ازداد عدد مواقع القناة الواحدة. ستدرس حالتان لنفس عدد مواقع القناة الواحدة. الحالة المتوسطة والحالة الأسوأ.

لتكن  $a_1$  معامل تخفيض القناة الواحدة لحالة متوسطة (انظر الشكل 3-5 أ).

$$a_1 = \frac{D}{R} \quad 1-1-5$$

عندئذ تعرف المعلمة الجديدة  $a_1'$  على الشكل التالي:

$$\begin{aligned} a_1' &= \frac{D-R}{R} & 2-1-5 \\ &= a_1 - 1 \end{aligned}$$



الشكل 3-5 تقدير تداخل القناة الواحدة.

للحالة المتوسطة (شكل 3-5 أ) بين الفصل 1-2-4 أن قيمة  $a$  يجب أن تكون أكبر من 4,4 للحصول على نسبة إشارة إلى ضجيج بقيمة 18 ديسيبل على أساس ستة مسيبي تداخل بقناة واحدة متساوي المسافة. أما إذا اعتبرت الحالة الأسوأ المبينة

بالشكل 3-5 ب خلية واحدة بقناة واحدة فإن المسافة بين موقع خلية القناة الواحدة والوحدة المتنقلة هي  $D-R$ . بما أنه في الحقيقة، نتيجة لعدم كمال التوضع والظلال الجغرافية، يمكن أن نفترض أن المسافة بين الوحدة المتنقلة وجميع مسببي تداخل القناة الواحدة هي  $D \gg R$  في الحالة الأسوأ. يمكن التعبير عن نسبة الحامل إلى التداخل  $(C/I)_{\infty}$  بوجود ستة مسببي تداخل بقناة واحدة على الشكل التالي:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{\infty} = \frac{C}{\sum_{i=1}^6 I_i} = \frac{R^{-4}}{6(D-R)^{-4}} = \frac{\alpha^4}{6} \quad 3-1-5$$

نفترض أن  $C/I$  تساوي 18 ديسيبل أو أكثر أي بقيمة 63 مرة وهذا يعني أن الحامل أقوى بـ 63 مرة من مسبب التداخل. في المعادلة 4-1-5:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{\infty} = \frac{\alpha^4}{6} \geq 63 \quad 4-1-5$$

تكون  $\alpha$  مساوية إلى 4,4. ومعامل تخفيض القناة الواحدة يصبح

$$\alpha_1 = \alpha + 1 = 5,4$$

مثال: تحتاج خلية 13 كم (8 ميل) إلى مسافة احادة استخدام  $5,4 \times 13 = 70,2$  كم (43,2 ميل).

نستخدم الحالة المتوسطة عادة لتقدير قيم جميع المعلومات. عند تصميم النظام يجب أن تؤخذ قيم جميع المعلومات للحالة الأسوأ للتأكد من أداء النظام. انظر المرجع 2 للدقة الرياضية في بيان الحالة الأسوأ.

## 2-3 تعدد الارسال بالتقسيم الترددي (FDM).

يقسم نطاق ترددي معين إلى أفنية ترددية كثيرة، تعين كل اشارة لقناة ترددية منفصلة غير متراكبة. تجمع جميع الاشارات خلال مضخم قدرة مشترك. إما أن تقبل نواتج التعديل البيني ضمن مضخم القدرة المشترك أو تقلل بانتقاء

ملائم للترددات و/ أو بانقاص سوية قدرة الدخل حتى تسمح بالعمل في المنطقة شبه الخطية.

تعتمد صيغة تعيين أفضية تعدد الارسال بالتقسيم الترددي على تشوه الاشارة وتداخل القناة المجاورة وتأثير التعديل البيفي . نستخدم عادة نطاقات حماية للأفضية الترددية المجاورة .

1-2-5- كبت اشارة تعدد الارسال بالتقسيم الترددي:

بواسطة عدم خطية تمرير النطاق «دراسة عامة» .

نفترض أن غلافاً جيبياً ثابتاً بانتساع  $B$  قد استقبل بواسطة الوحدة المنقلة مع عدد كبير من الاشارات الجيبية الأخرى التي تشكل تداخلاً غوصياً متغيراً مع الزمن . يكون الغلاف  $A$  للتداخل الغوصي المتغير مع الزمن هو رايلي . ويمكن التعبير عن الكثافة الاحتمالية لـ  $A$  بالعلاقة :

$$p(A) = \frac{A}{\sigma^2} e^{-\frac{A^2}{2\sigma^2}}$$

وقدرتها المتوسطة هي :

$$2\sigma^2 = \int_0^\infty A^2 p(A) dA$$

لنبين الآن كبت اشارة الدخل  $B$  عندما تمر الاشارة  $B$  وبقيّة اشارات التداخل خلال جهاز غير خطي . يكون مجموع الاشارة  $B$  والتداخل المركب  $A$  عند مدخل الجهاز غير الخطي على الشكل :

$$s_t = Ae^{j\omega t} + Be^{j\omega t} \quad 1-2-5$$

حيث  $\alpha$  هو طور عشوائي ينتج عن ضم اشارات التداخل و  $B$  هو طور الاشارة المرغوبة . نفترض أن التداخل  $A$  أقوى بكثير من الإشارة  $B$  . عندئذ تصبح المعادلة 1-2-5 على الشكل :

$$s_t = [A + B \cos(\beta - \alpha)]e^{j\omega t} + jB \sin(\beta - \alpha)e^{j\omega t}$$

لنفترض أيضاً أن الجهاز غير الخطي يسلك سلوكاً جيداً . يمكن تمثيل غلاف خرجه  $g(A)$  بسلسلة تايلور حول  $A$  إذا كانت  $B \ll A$  على الشكل :

$$g(A + B \cos(\beta - \alpha)) \approx g(A) + Bg'(A) \cos(\beta - \alpha) \quad 2-2-5$$

وبعد اشتقاق طويلة تكون نسبة الإشارة إلى التداخل بعد الجهاز غير الخطي هي :

$$\left(\frac{S}{I}\right)_o = \left(\frac{S}{I}\right)_{in} \times R \quad 3-2-5$$

حيث :

$$\left(\frac{S}{I}\right)_{in} = \frac{B^2}{2\sigma^2}$$

وتدعى  $R$  نسبة كبت الإشارة ويعبر عنها بالعلاقة :

$$R = \frac{\left[ \int_0^\infty Ag(A)p(A)dA \right]^2}{\left[ \int_0^\infty g^2(A)p(A)dA \right] \left[ \int_0^\infty A^2p(A)dA \right]} \quad 4-2-5$$

$$= \frac{\langle Ag \rangle^2}{\langle g^2 \rangle \langle A^2 \rangle}$$

بتطبيق متراجحة شفارتز  $\langle g \cdot A \rangle \leq \langle g^2 \rangle \langle A^2 \rangle$  نجد أن قيمة  $R$  أقل من الواحد دائماً بغض النظر عن استخدام  $g(A)$  .  
ولهذا تصبح المعادلة 3-2-5 كما يلي :

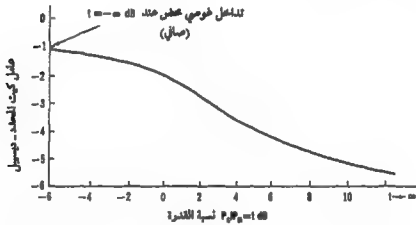
$$\left(\frac{S}{I}\right)_o \leq \left(\frac{S}{I}\right)_{in} \quad 5-2-5$$

حالة تداخل غوصي قوي . ولهذا لا يمكن زيادة القدرة للإشارة B عبر الجهاز غير الخطي عندما يكون التداخل الغوصي قوياً .

بواسطة الحدود القاسية لتمرير النطاق

لنفترض بيئة مدخل مؤلفة من إشارة مدخل جيبيية مع تداخل رايسيان . وقد بين توزيع رايسيان في المعادلة (3-5-1) مع النسبة  $\epsilon/\pi$  لغلاف تداخل جيبي ثابت إلى ضجيج غوصي . يبين الشكل 4-5 معامل كبت الإشارة الفعال لإشارة جيبيية ضعيفة بوجود تداخل رايسيان قوي عن طريق عنصر غير خطي ذي حدود قاسية لتمرير النطاق .

في الشكل 4-5 عندما تكون  $\epsilon$  مساوية صفر ينتج تداخلاً غوصياً صرفاً ويكون عامل الكبت (1) ديسيل وعندما تكون  $\epsilon$  لا نهاية ينتج تداخلاً جيبياً صرفاً ويكون عامل الكبت (6) ديسيل .



الشكل 4-5 كبت المحدد مع نسبة القدرة خليط من تداخل غوصي وجيبي

2-2-5 تشوه إشارة تعدد الارسل بالتقسيم الترددي

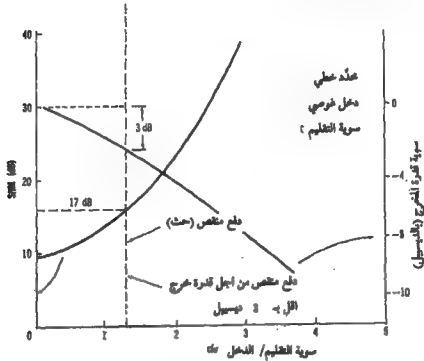
بواسطة عدم خطية الاتساع :

لا يسبب عدم خطية المضخم كبت الإشارة فقط ، بل تشويهها أيضاً . تمثل

نسبة الكثافة الطيفية للإشارة إلى كثافة التعديل البيئي النسبة الحقيقية لقدرة الإشارة إلى التشوه.

نفترض أن لإشارة المدخل إلى الجهاز غير الخطي كثافة غوصية للقدرة الطيفية وإن جذر متوسط التربيع لها هو  $\sigma$ . يبين الشكل 5-5 نسبة الإشارة إلى تشويه التعديل البيئي في المخرج  $S/IM$  عند التردد المركزي  $f$  مع تغير النسبة  $c/\sigma$  حيث  $c$  هي سوية القطع.

عندما تتناقص سوية التحديد القاسي  $c$  أي  $c/\sigma \rightarrow 0$  فإن النسبة  $S/IM$  في المخرج تتناقص إلى قيمة صغرى حوالي 9 ديسيبل. يكون سبب الأثر الغالب هو شدة التعديل البيئي للمدروجين الثالث والخامس. من أجل أرجاع قدرة المخرج بمقدار 3 ديسيبل أي تخفيض سواقة قدرة المخرج بمقدار 3 ديسيبل، تزداد النسبة  $S/IM$  إلى 17 ديسيبل.



الشكل 5-5 القدرة المقاسة للمخرج ونسبة الكثافة الطيفية للإشارة إلى التعديل البيئي لمحدد خطي بدخل غوصي



بواسطة تأثير التحويل تعديل اتساع / تعديل طور:  
 تُري معظم أجهزة التضخيم تحويلاً في تعديل الاتساع / التعديل الطوري  
 نتيجة لخصائصها غير الخطية، يسبب التغير في غلاف الدخل لموجة جيبية مضاعفة  
 تغيراً في المخرج لكل مركبة إشارة.  
 ويعرض التحليل التالي هذا التأثير:

يمكن التعبير عن دخل جيبى معدل الاتساع بكمية قليلة بالشكل:

$$x(t) = A_i(t) \cos(\omega_0 t) \quad 6-2-5$$

حيث  $A_i(t)$  هو غلاف الدخل ويعبر عنه بالعلاقة:

$$A_i(t) = A(1 + m \cos \omega_m t) \quad 7-2-5$$

و  $A$  قيمتها صغيرة. يوضع نموذج التعديل الطوري للمخرج.  
 $\theta_0(A) = \theta_0(A_i(t))$  متناسباً تقريباً مع مربع الغلاف لسوية دخل صغيرة  $A_i$ .

$$\theta_0(A_i(t)) = KA_i^2(t) \quad 8-2-5$$

حيث  $\theta_0(A_i(t)) = \theta_0(t)$  اخذت كحد الطور في إشارة المخرج  $y(t)$

$$y(t) = KA_i(t) \cos(\omega_0 t + \theta_0(t)) \quad 9-2-5$$

بتعويض المعادلة 7-2-5 في المعادلة 8-2-5 يتبع:

$$\begin{aligned} \theta_0(t) &= KA^2 (1 + 2m \cos \omega_m t + m^2 \cos^2 \omega_m t) \\ &= KA^2 (1 + 2m \cos \omega_m t) \quad m < 1 \end{aligned} \quad 10-2-5$$

يكون الانحراف الأعظمي (القمي) عن متوسط الطور هو  $\theta_p = KA^2 \cdot 2m$  «بالراديان». يمكن التعبير عن خطأ الطور الأعظمي هذا بالراديان / الديسيبل لتعديل الاتساع كما يلي:

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{\theta_p}{20 \log_{10} (1 + m)} \quad (\text{radian/dB}) \\ &= \frac{KA^2 \cdot 2m}{8.69 m} = 0.46 KP_0 \quad (\text{radian/dB}) \quad 11-2-5 \\ &= 26.38 KP_0 \quad (\text{degree/dB}) \end{aligned}$$

حيث  $P_0 \triangleq A^2/2$  وبهذا تكون  $K_p$  متناسبة خطياً مع قدرة الدخل  $P_0$ . يعبر عن دخل متعدد بـ  $n$  إشارة جيبية على الشكل:

$$x(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos (\omega_i t + \phi_i(t)) \quad 12-2-5$$

يمكن أن نشير إلى أن التعديل الطوري للخروج  $\theta_0(A_i) = \theta_0(A_i(t))$  لكل موجة جيبية وعندئذ يحوي الخرج  $y(t)$  بعد التحويل تعديل الاتساع / تعديل الطور حداً طورياً  $\theta(A(t))$  على الشكل:

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{i=1}^N A_i \cos (\omega_i t + \phi_i(t) + \theta_0(A_i)) \\ &\approx \sum_{i=1}^N A_i \cos (\omega_i t + \phi_i(t)) - \theta_0(A_i) \cdot \sum_{i=1}^N A_i \sin (\omega_i t + \phi_i(t)) \quad 13-2-5 \\ &= \sum_{i=1}^N A_i \cos (\omega_i t + \phi_i(t)) - \underbrace{\theta_0(A_i) A_i \sin (\omega_i t + \phi_i(t))}_{\text{distortion term, } \theta(A(t))} \end{aligned}$$

$\theta \ll 1$  حد التشويه

ليكن

$$A(t) = \left[ \sum_{i=1}^N A_i \cos \phi_i(t) \right]^2 + \left[ \sum_{i=1}^N A_i \sin \phi_i(t) \right]^2 \quad 14-2-5$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left( - \frac{\sum_{i=1}^N A_i \sin \phi_i(t)}{\sum_{i=1}^N A_i \cos \phi_i(t)} \right) \quad 15-2-5$$

عندئذ يمكن إيجاد  $\theta_0(A_i(t))$  من المعادلة 8-2-5 ويصبح حد التشوه

$$\begin{aligned} \theta(A(t)) = \text{distortion term} &= -K^2 A^2(t) A(t) \sin(\omega_0 t + \phi(t)) \quad 16-2-5 \\ &= -K^2 A^3(t) \sin(\omega_0 t + \phi(t)) \end{aligned}$$

تبين المعادلة 16-2-5 أن نواتج تشوه التعديل البيني تحدث عند نفس التردد ولها اتساع مختلف وتتحرف  $90^\circ$  في الطور.

ضم تأثيري التحويل تعديل الاتساع / تعديل الطور وعدم خطية الاتساع:

يؤخذ تأثير التحويل تعديل اتساع / تعديل طور من المعادلة 8-2-5 وتتبع عدم خطية الاتساع قانون التكعيب البسيط

$$y = \alpha_0 + \alpha_3 x^3 \quad 17-2-5$$

حيث  $x$  هي الدخل و  $y$  هي الخرج . لنضع

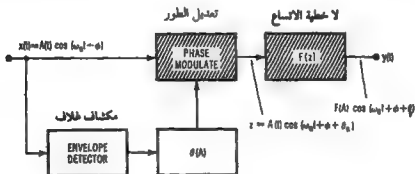
$$x(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \phi) \quad 18-2-5$$

عندئذ يكون الخرج:

$$y(t) = P[A(t)] \cos[\omega_0 t + \theta_0(A) + \phi] \quad (19-2-5)$$

حيث  $P[A(t)]$  هو كبت الإشارة و  $\theta_0(A)$  هو تحويل تعديل الاتساع / تعديل الطور . يبين الشكل 6-5 نموذجاً لهذين التأثيرين . يسبب التعديل البيني تشويهاً (غير مفهوم) عند ارسال اشارة معدلة التردد . إذا سبق مرشاح مضخم القدرة يمكن أن

يتولد لفظ مفهوم. تتكون هذه الحادثة في الحقيقة من خطوتين: يتحول التعديل الترددي إلى تعديل اتساع في المرشح، ويتبع ذلك تحويل تعديل الاتساع إلى تعديل الطور بعدم خطية المضخم. تسبب الخطوة الثانية تعديلاً في القناة المجاورة ويتبع لفظاً مفهوماً.



الشكل 6-5 نموذج تحويل تعديل اتساع / تعديل طور من عدم خطية مضخم القدرة

### 3-5 تعدد الارسال بالتقسيم الزمني (TDM).

يمكن أن يجعل تعدد الارسال بالتقسيم الزمني استخدام القدرة بكفاءة تساوي 90% أو أكثر بالمقارنة مع الخسارة (3) ديسيبل أو (6) ديسيبل في كفاءة القدرة في تعدد الارسال بالتقسيم الترددي. يتطلب تعدد الارسال بالتقسيم الترددي تنقيص 6-3 ديسيبل من القدرة لتصغير أثر التعديل البيئي إلى الحد الأدنى. يمكن لتعدد الارسال بالتقسيم الزمني أن يصل أيضاً إلى مردود أفضل في استخدام عرض النطاق لأنه لا يتطلب نطاق حزمة ترددي بين الأقنية.

يسمح تعدد الارسال بالتقسيم الزمني عمل مضخم القدرة بالاشباع الكامل وغالباً ما ينتج عن ذلك زيادة ملحوظة في القدرة المفيدة. كما يمكن تجنب سيئات منتجات التعديل البيئي بصورة كبيرة عند ارسال كل اشارة مع زمن حزمة كافٍ بين الشقوق الزمنية ليستوعب الحالات التالية:

- 1- عدم دقة التوقيت الناتج عن عدم استقرار الساعة.
- 2- نشر التأخير.

3- تأخير زمن الإرسال الناتج عن مسافة الانتشار.

4- ذبول الإشارة النبضية في تعدد الإرسال بالتقسيم الزمني الناتج عن الاستجابة العابرة.

1-3-5 - مخازن تعدد الإرسال بالتقسيم الزمني

بما أن سلسلة البتات القادمة تصل باستمرار إلى معدل الإرسال بالتقسيم الزمني في الزمن الحقيقي بينما يعطي خرج معدل تعدد الإرسال بالتقسيم الزمني رشقة دورية من الترددات الراديوية لذلك يجب أن يحوي معدل الإرسال بالتقسيم الزمني مخزن معطيات. يخزن هذا المخزن بتات المعطيات المستقبلية من رتل إلى الرتل الذي يليه. تكون السعة الكلية  $M$  بتة لـ  $N$  مدخل من سلسلة البتات بمعدل  $R_t$  بتة ودور الرتل  $\tau_r$  على الشكل :

$$M = \sum_{i=1}^N (R_i \tau_r) \text{ bits} \quad \text{بتة} \quad 1-3-5$$

2-3-5 - زمن الحيلة في تعدد الإرسال بالتقسيم الزمني

تعرف تعابير توقيت الساعة على الشكل :

$t$  : زمن النظام أو الزمن العالمي .

$\tau(t)$  : توقيت تتالي النبضات في الوحدة المنقلة .

$\tau_1(t)$  : توقيت تتالي النبضات في محطة القاعدة .

$\tau_r(t)$  : فترة زمن الرتل عند المرسل .

$\Delta\tau_r(t)$  : الخطأ في زمن الرتل نتيجة لعدم استقرار الساعة .

$\tau_p(t)$  : زمن الانتشار بدلالة المسافة .

$\Delta\tau_p(t)$  : نشر التأخير في المستقل .

$\tau_d(t)$  : زمن تلاشي ذيل الإشارة النبضية .

$\tau_g$  : زمن الحيلة

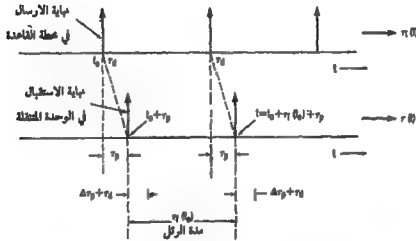
$\Delta\tau_g$  : الخطأ في زمن الحيلة .

عندما ترسل محطة القاعدة نبضة إلى الوحدة المنقلة . تتطلب الوحدة المنقلة زمناً كافياً لاستقبال هذه النبضة . يبين الشكل 7-5 توقيت نبضتين متتابعيتين مع زمن التلاشي  $\tau_d$  ونشر التأخير  $\Delta\tau_p$  والذي نسميه عندئذ زمن الحيلة :

$$\tau_g = \tau_p + \Delta\tau_p + \Delta\tau_g + \tau_d \quad 2-3-5$$

حيث  $\tau_p$  ليس ثابتاً نتيجة لوضع الوحدات المتنقلة في الحقل . فبعضها قريب من محطة القاعدة بينما الآخر على بعد 10 أميال . بأخذ  $\tau_p$  على أساس مسافة 10 أميال يكون :

$$\begin{aligned} \tau_p &= 10 \text{ miles} \times 5280 \text{ ft/miles} \times 1 \text{ ns/ft} \\ &= 5.28 \times 10^{-5} \text{ sec} \end{aligned}$$



الشكل 7-5 التوقيت عند محطة القاعدة وعند الوحدة المتنقلة

يبلغ زمن نشر التأخير  $\Delta\tau_p$  في مناطق المدن حوالي 3 ميكروثانية. لنفترض أن عدم استقرار الساعة هو جزء بالمليون، تكون عندئذ  $\Delta\tau_g$  الخطأ في زمن الحيلة نتيجة لعدم استقرار الساعة . تهمل  $\Delta\tau_g$  عادة لأن 1 جزء بالمليون من زمن الحيلة صغير. يعتمد زمن التلاشي  $\tau_d$  للذيل الإشارة النبضية على استجابة المراشيع للاتساع والطور. لنفترض  $\tau_d$  هي 1 ميكروثانية يمكن الحصول على زمن الحيلة  $\tau_g$  من المعادلة 2-3-5 على الشكل :

$$\tau_g = (52.8 + 3 + 1) = 56.8 \mu\text{s} \quad 3-3-5$$

### 3-3-5 معدل البتات ومعدل الارتال

يكون الزمن بين البتات  $\tau_b$  هو:

$$\tau_b = \Delta\tau_p + \tau_d + \Delta\tau_g \quad 4-3-5$$

$$\approx \Delta\tau_p + \tau_d$$

$$= 3 \mu s + 1 \mu s = 4 \mu s$$

يجب إيجاد معدل البتات بواسطة

$$R_b \leq \frac{1}{\tau_b} = 2.5 \times 10^5 \text{ bps} \quad 5-3-5$$

يعرف معدل الرتل  $f_f$  بعدد الارتال / الثانية

$$f_f = \frac{1}{\tau_f} \quad 6-3-5$$

إذا وجد  $10^4$  بته في الرتل وكانت  $R_b = 2.5 \times 10^5 \text{ bps}$  فإن  $f_f$  تساوي 25 رتلًا في الثانية.

### 4-3-5 كفاءة نظام تعدد الارسال بالتقسيم الزمني

تعتمد كفاءة القدرة في نظام تعدد الارسال بالتقسيم الزمني للراديو المتنقل على: (1) زمن الحبيطة  $\tau_{gr}$  بين ارسالات كل طرف.

(2) زمن ما قبل وبعد التوصيل (لتأمين العنونة واستعادة الحامل) ويسمى زمن العنونة لكل من طرفي الارسال / الاستقبال  $\tau_{ai}$

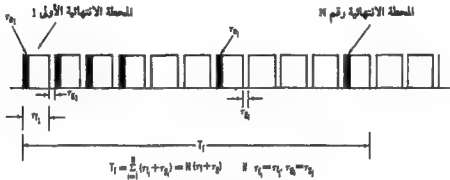
(3) فترة دوام زمن الرتل  $T_f (= N\tau_f + N\tau_g)$

تكون الكفاءة العظمى لجميع الطرفيات التي تشغل الرتل كاملاً هي:

$$\eta_{max} = \frac{T_f - \sum_{i=1}^M (\tau_{gr} + \tau_{ai})}{T_f} \quad 7-3-5$$

حيث  $i$  هي مجموع جميع الطرفيات  $N$  في الشبكة (انظر الشكل 8-5) . إذا كانت أزمدة الحيطه وأزمدة العنونة لجميع الطرفيات متماثلة وكانت  $\tau_f \gg \tau_g$  فإن الكفاءة هي :

$$\eta_{max} = \frac{T_f - [N(\tau_g + \tau_a)]}{T_f} \doteq \frac{T_f - (\tau_g + \tau_a)}{\tau_f}$$



الشكل 8-5 فترة دوام زمن الرتل  $T_f$  وفترة زمن الرتل  $\tau_f$  لكل طرف

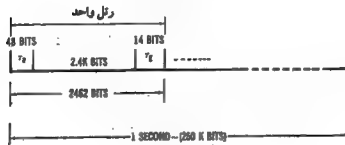
تتحسن الكفاءة بزيادة  $\tau_f$

مثال 1-5 : لنفترض أن  $R_t = 250 \text{ kbps}$   $(14 \text{ b}) \cdot R_t = 57 \mu\text{s}$   $\tau_a = 48 \text{ b}$  (انظر الشكل 9-5) . لنفترض أيضاً أن الصوت الرقمي باستخدام الترميز اللوغاريتمي LPC يتطلب 2,4 ك بته / ثانية . يمكن حساب طول الرتل على الشكل التالي :

$$2400 + 48 + 14 = 2462 \text{ bits}$$

والكفاءة العظمى هي :

$$\eta_{max} = \frac{2462 - 62}{2462} = 97\%$$



(الشكل 9-5) بنية الرتل النمطية



#### 4-5 الطيف المنشور والقفز الترددي .

يجب التذكّر أنه إذا كان النظام مستخدماً في بيئة محددة الضجيج أمكن استخدام النطاق الجانبي الوحيد (4-3 ك هـ / قناة) لتأمين كفاءة الطيف، أما إذا كان النظام مستخدماً في بيئة محدودة التداخل فإنه يجب استخدام تقنيات النطاق العريض أولاً لكبت التداخل. وفي نفس الوقت يجب تأمين أفضية أكثر. يوجد بشكل عام نوعان من تقنيات النطاق العريض وهما الطيف المنشور والقفز الترددي .

##### 1-4-5 الطيف المنشور

لنفترض أن نطاقاً ترددياً بعرض 10 م هـ يستخدم عادة لعدد N من المشتركين وأن النطاق الأساسي هو 10 ك هـ . استخدم التالي المباشر لنشر 10 ك هـ على النطاق الترددي 10 م هـ بحيث تمثل كل بئة معلومات بـ (1000 بته) . لنفترض أن :

$$\frac{E_b}{\eta_0} = 15 \text{ dB} \sim 31.6$$

حيث  $E_b$  هو القدرة لكل بئة معلومات،  $\eta_0$  قدرة الضجيج في الهرتز. يمكن التعبير عن نسبة الحامل إلى الضجيج في قناة واحدة عند مرحلة التردد الراديوي أو المتوسط بالشكل :

$$\left(\frac{C}{N}\right) = \frac{E_b \times R_b}{\eta_0 \times B} = \frac{E_b}{\eta_0} \times \frac{10^4}{10^7} \quad 1-4-5$$

$$= 31.6 \times \frac{1}{10^3} = 0.0316 \sim -15 \text{ dB}$$

أي أن نسبة حامل / ضجيج  $C/N$  بمقدار -15 ديسيبل بتطلبها المستقبل . تعني هذه النتيجة أنه باستخدام ارسال الطيف المنشور يمكن لسوية الحامل أن تنخفض بمقدار 15 ديسيبل عن سوية الضجيج ، فإذا كانت سوية الضجيج هي :

$$kTB = -174 + 70 = -104 \text{ dBm} \quad \text{فإن سوية الحامل هي } -119 \text{ dBm}$$

لنفترض أن M مشتركاً موجوداً في الحقل وأن كلاً من المشتركين M له نسبة  $C/N$  عند كل طرف استقبال بقيمة 15 ديسيبل عندئذ يكون الفرق :

$$\frac{C}{I + N} = \frac{10^{10}}{(M - 1) \cdot 10^{10} + 10^{-104/10}} = 10^{-15/10}$$

Then

$$M = 1 + 10^{1.5} - 10^{-10.4 - 15/10}$$

إذا كانت سوية الحامل الجديد لكل مشترك 104- ديسيبل، فإن قيمة M تبلغ 31,6 أو 32 تقريباً وتكون سوية الاستقبال الكلية (C+I+N) للمستقبل عند مدخل كل جهاز استقبال هي 15+104=89- ديسيبل. إذا كانت سوية الحامل الجديد لكل مشترك أعلى بكثير من 104- ديسيبل، فإن قيمة M تصل إلى 32,6 أو 33 تقريباً.

مثال 2-5 : يدرس هذا المثال حالة نسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد في نظام الطيف المنشور ويفترض مسافة (10 أميال) لوصلة الطرف البعيد و 3,2 كم (2 ميل) لوصلة الطرف القريب. تستخدم المعطيات من الفصل 2-6-3 لمنحنى منطقة الضواحي وجداول القياس. تحتاج وصلة الـ 10 ميل  $h_1 = 100ft$  ،  $G_1 = 6dB/dipole$  عند 850 م (إلى :

قدرة المرسل  $T_x = 51dBm$  لتنتج إشارة مستقبلية  $-89dBm$

تحتاج الوصلة 2 ميل (  $h_1 = 100ft$  )  $G_1 = 6dB/dipole$  عند 850 م ( لنفس القدرة المرسلة إلى :

قدرة المرسل  $T_x = 51dBm$  لتنتج إشارة مستقبلية  $-74dBm$ .

من المعروف أن محطة القاعدة تستقبل دائماً إشارة أقوى من الوحدة المتنقلة على بعد 3,2 كم (2 ميل) وإشارة أضعف من بعد 16 كم (10 ميل). إذا استقبلت محطة القاعدة الاشارتين بأن واحد فإن الإشارة الأضعف سوف تتأثر بتداخل مع الإشارة الأقوى.

ولهذا لا يمكن تجنب تداخل نسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد في نظام الطيف المنشور كما هو مبين في الشكل 5-10. عند الأخذ بعين الاعتبار نفس سوية الاستقبال في محطة القاعدة (مبينة أيضاً في الشكل 5-10) يجب أن تكون قدرة المرسل  $T_x$  أعلى بمقدار 15 ديسيبل من  $T_x$ .

مثال 3-5 : لنفرض إن إشارة التشويش أقوى بمقدار 50 ديسيبل من الإشارة المطلوبة المستقبلية عند جهاز الاستقبال ، ولنفرض أن معدل المعطيات المرسلة من جهاز الإرسال المطلوب هو 1 ك بت/ثا فما هو اتساع انتشار عرض النطاق المطلوب بحيث نستقبل معدل المعطيات 1 ك بت/ثا بنسبة  $10 \approx E_s/\eta_n$  ديسيبل . نستخدم المعادلة 1-4-5 لحل هذه المسألة. نحن نعلم أن  $50 \approx C/I$  - ديسيبل (=)  $10^{-5}$

$$R_b = 1 \text{ Kbps}$$

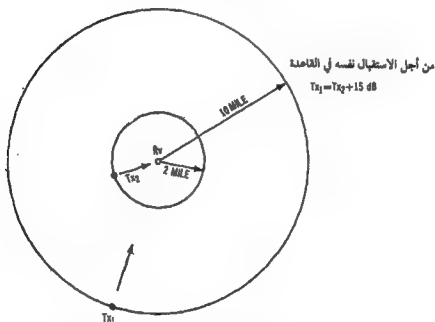
$$E_s/\eta_n = 10 \text{ dB } (=) 10$$

ومنه

$$(C/N)_e = \left( \frac{E_s}{\eta_n} \right) \left( \frac{R_b}{B} \right)$$

و

$$B = 10^5 \times 10 \times 10^3 = 100 \text{ MHz}$$



الشكل 10-5 توضيح تداخل الطرف القريب والطرف البعيد من المثال 2-5

في هذه الحالة يجب أن يكون عرض النطاق 1000 م هـ للتعليق على جهاز التشويش القوي . في الظروف الطبيعية يحتاج إرسال معدل معطيات 1 ك بت/ثا الى عرض نطاق 1 ك هـ . في هذا المثال أصبح عرض النطاق تحت التشويش 1000 م هـ.

يدعى النظام الذي ينتشر فيه عرض النطاق من 1 ك هـ الى 1000 م هـ بنظام الطيف المنشور وقد بينت تطبيقاته في الفصل التاسع.

## 2-4-5 - أنظمة القفز الترددي

أول من طور نظام القفز الترددي هذا هما كوبر وتتلون لخدمة أعداد كبيرة من المشتركين في بيئة الراديو المتنقل. وهو نظام قفز ترددي بالابرق بزحزحة الطور التفاضلي. كما طور جولدمان أيضاً نظام قفز ترددي بالابرق بزحزحة التردد. وهذان شكلان مختلفان لنظام القفز الترددي الأساسي.

### انقاص تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد:

إذا كانت جميع الوحدات المتنقلة متساوية البعد عن محطة القاعدة فلا فائدة عندئذ من استخدام نظام القفز الترددي كما هو مبين في الشكل 5-11. إلا أنه في بيئة الراديو المتنقل تنتشر الوحدات المتنقلة عشوائياً. لا يمكن تجنب تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد. يمكن انقاص هذا التداخل بوضع خطة لتخصيص الترددات أو باستخدام نظام القفز الترددي هذا. لنفترض أنه يتوفر نطاق بعرض 10 م هـ وأن كل قناة تشغل 30 ك هـ عندئذ توجد 333 قناة. إذا جعلت الترددات تقفز في شقوق زمنية مختلفة فإن نظام القفز الترددي يمكنه أن يخدم 333 مشتركاً. لنأخذ الحالة الأسوأ أي عندما تسير الوحدة المتنقلة بالقرب من المحيط على نصف القطر 16 كم (10 ميل) من محطة القاعدة. إن احتمال أن تقع الوحدة المتنقلة في المنطقة بين 14 إلى 16 كم (9-10 ميل) هو:

$$p_1 = \frac{\pi(10^2 - 9^2)}{\pi(16^2)} = \frac{19}{100} = 0.19$$

إن احتمال وحدة متنقلة تسبب تداخل للأخرى ضمن نصف قطر (0.5 ميل)

هو:

$$p_2 = \frac{\pi(0.5)^2}{\pi(10)^2} = 2.5 \times 10^{-3}$$

إن الفرصة الكلية للوقوع في هذه الحالة هي:

$$p_2 = p_1 \times p_2 = 4.75 \times 10^{-4}$$

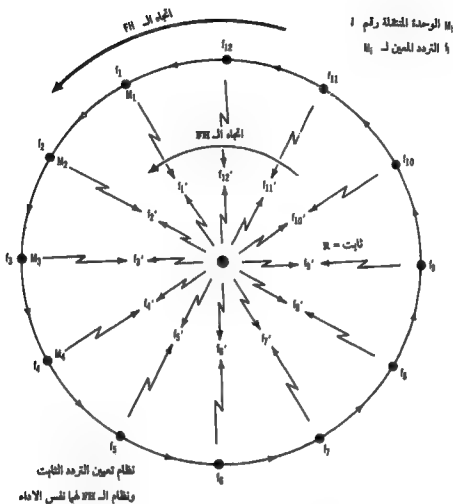
في إحدى الحالات تم الحصول من المعادلة 5-4-4 على الفاصل 20 قناة لتجنب تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد. لنفترض أن جميع الأقنية مستخدمة في النظام. عندئذ سوف تتداخل 40 قناة (20 من كل من جانبي القناة المرغوبة) مع القناة المرغوبة، ويكون احتمال نشوء أخطاء تزيد عن خطأ بمقدار  $10^{-3}$  هو:

$$P_e = \left(1 - \frac{40}{333}\right) P_e + \frac{40}{333} (1 - P_e)$$

2-4-5

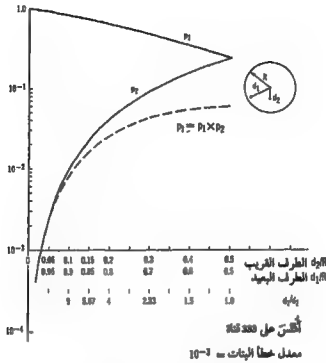
$$= 0.121$$

وبذلك تكون  $P_e$  محققة في حالة  $p_2 = 4.75 \times 10^{-4}$ . النتيجة في  $P_e$  كبيرة جداً بالرغم من صغر حدوثها، سنبين أن نظام القفز الترددي يقلل تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد المبين في الشكل 12-5. ويبين الشكل 13-5 معدل خطأ البتات لفواصل ترددية مختلفة. ومع هذا يمكن استخدام جميع الأقنية (333 قناة) في نظام القفز الترددي في خلية



الشكل 5-11 توضيح نظام تخصيص التردد الثابت ونظام القفز الترددي لخلية نصف قطرها R ثابت

إذا استخدم مثلاً الترتيب التعامدي، أي أن جميع الترددات المستخدمة مختلفة عند أي لحظة، يمكن استخدام جميع الترددات (333 قناة) في نفس الوقت وعندئذ يمكن أن نخدم الخلية الواحدة (333 قناة). يتزايد حجم الخلية ويبقى عدد الأقنية نفسه. وهذا يعني أن الخلية 16 كم (10 ميل) تخدم 333 مشتركاً وعند زيادة حجم الخلية تبقى بخدمة 333 مشتركاً فقط. إذا أريد إعادة استخدام نظام القفز الترددي في كل خلية مجاورة كما هو مبين في الشكل 5-14 فإن حساب التداخل المين الخلية واحدة يمكن أن يتغير لأنه مكون من كلا نسبة اشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد وتداخل الخلية ذات القناة الواحدة. تقرر النسبة المحددة لأشارة الطرف



الشكل 12-8 احتمال وجود وحدتين متنقلتين في حدود نصفي قطرين معينين  $d_1, d_2$

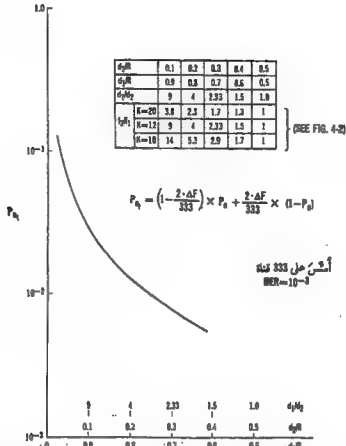
القريب إلى البعيد قيمة العزل المطلوب بالديسيبل . يمكن الوصول إلى هذا العزل باستخدام مرشاح ذي خصائص 12 ديسيبل / الضعف مثلاً ، وتحديد فاصل ترددي مطلوب بعرض نطاق يتفق مع العزل المطلوب . يقلل تداخل الخلية ذات القناة الواحدة على أساس نسبة الإشارة إلى الضجيج S/I المطلوبة .

لنأخذ تداخل قناة واحدة S/I على أساس عنصر تداخل واحد وليس لنسبة إشارة الطرف القريب إلى الطرف البعيد . لنفترض الحالة الأسوأ : أن الوحدة المتنقلة على بعد 14,8 كم (9,5 ميل) من محطة القاعدة وعلى بعد 16,8 كم (10,5 ميل) من مسبب تداخل القناة الواحدة ، عندئذ تكون نسبة الإشارة إلى التداخل عند الوحدة المتنقلة هي :

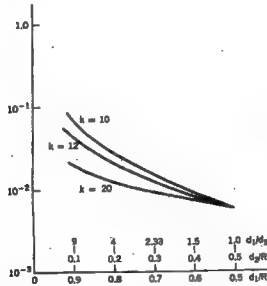
$$\frac{P_s}{P_i} = \left(\frac{d_1}{d_2}\right)^{-4} = \left(\frac{9.5}{10.5}\right)^{-4} = (1.11)^4 = 1.49 \sim 1.74 \text{ dB}$$

وفي حالة 6 مسببي تداخل تصبح نسبة الإشارة إلى التداخل تقريباً :

$$\frac{P_s}{P_i} = \frac{1}{6} \times \left(\frac{d_1}{d_2}\right)^{-4} = \frac{1.49}{6} = 0.25 = -6 \text{ dB}$$



الشكل 5-13-أ معدل خطأ البتات لنسب معينة ومختلفة من  $d_1/d_2$ .



الشكل 5-13-ب معدل خطأ البتات لنسب معينة ومختلفة من  $d_1/d_2$ .

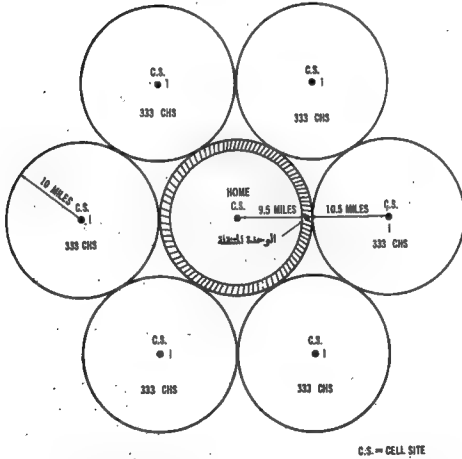


من أجل أقية متساوية القدرة بينى الفاصل على أساس

$$\frac{S}{I} \geq 18 \text{ dB}$$

وهذا يعني أنه يجب الأخذ بعين الاعتبار فاصلاً إضافياً بمقدار 24 ديسيبل (18 + 6). ويكون الحزل الكلي في هذه الحالة (عزل كليهما تداخل القناة الواحدة وتداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد) هو  $52 + 24 = 76$  ديسيبل. يطبق ذلك على المعادلة 3-44 :

$$f_2 = f_1 \cdot 10^{\frac{\text{Loss} \times 0.3}{K}}$$



الشكل 14-5 تداخل الطرف القريب والطرف البعيد في نظام قفز ترددي متعدد

يكون الفاصل 40 قناة أو 1191 ك هـ. وقد بني على أساس عرض نطاق القناة (30 ك هـ) ومرشاح بخاصية 12 ديسيل / الضعيف. أي قناة تقع ضمن الألفية الـ 40 على جانبي القناة المرغوبة ستسبب تداخلاً. يمكن الحصول على احتمال وجود أخطاء تزيد عن قيمة معينة  $10^{-3} = P_e$  في جميع الألفية (333) باستخدام معادلة تشبة المعادلة 2-4-5 كما يلي:

$$P_e = \left(1 - \frac{80}{333}\right) P_e + \frac{80}{333}(1 - P_e) = 0.24 \quad 3-4-5$$

بمقارنة نتائج المعادلة 3-4-5 مع المعادلة 2-4-5 نجد أن الخطأ الكلي الناتج عن إعادة استخدام مفهوم التردد قد ازداد مرتين وأثر على أداء نظام الغفر الترددي بشكل خطير جداً.

### 5-5 المفهوم الخلوي.

مقدمة:

يعتبر تحدياً حقيقياً أن نحاول خدمة عدد كبير من المشتركين بكلف ضمن الامكانيات وبمنايع ترددية محدودة فقط. هناك عدة طرق للوصول إلى ذلك. طريقة النطاق الضيق أو النطاق الجانبي الوحيد، وطريقة الطيف المنشور والمفهوم الخلوي. سيمطى المفهوم الخلوي حيث أنه المستخدم في الأنظمة التجارية في جميع أنحاء العالم عند 900 م هـ.

### 5-5-1 إعادة استخدام التردد والفاصل الخلوي

سيفي، نظام خلوي وحيد البعد وسيط. بفرض التوضيح أولاً سيستخدم التردد  $f$  في خلية نصف قطرها  $R$  وسيستخدم نفس التردد في خلية على بعد  $D$ . يعتبر الفاصل الخلوي طريقة ممتازة لتجنب تداخل القناة الواحدة لأن مستخدم التردد الواحد يكونان في خليتين مختلفتين في نفس الوقت (انظر الفصل 2-4). ليس بإمكان المرشاح عزل تداخل القناة الواحدة وليس بإمكان أنظمة التبديل أيضاً تقليل تداخل القناة الواحدة بفعالية.

الفاصل الجغرافي فقط يستطيع تقليل التداخل . نسمي عامل تقليل القناة الواحدة  $\alpha$  كالتالي :

$$\alpha = \frac{D}{R}$$

تحدد قيمة  $D$  من نسبة الإشارة المستقبلية إلى التداخل مثلما شرحت في الفصل 2-4.

لا تعتمد قيمة  $\alpha$  على القدرة المرسلة . وهذا يعني أنه ما دامت جميع القدرات المرسلة هي نفسها في جميع الخلايا فإن زيادة القدرة المرسلة بالتساوي في جميع الخلايا لا يزيد تداخل القناة الواحدة . إذا قل الفاصل  $D$  تصبح  $\alpha$  صغيرة ويزداد تداخل القناة الواحدة . يمكن الحصول على قيمة  $D$  من المعادلة 2-4 لستة عناصر تداخل قناة واحدة كما يلي :

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{\sum_{i=1}^6 I_i} = \frac{R^{-4}}{6D^{-4}} = \frac{\alpha^4}{6} = \frac{D^4}{6R^4} \quad 1-5-5$$

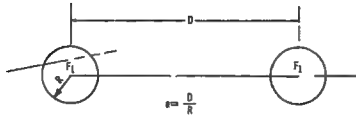
أو

$$D = R \sqrt[4]{6 \left( \frac{S}{I} \right)} \quad 2-5-5$$

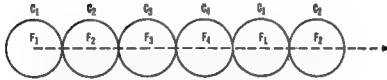
حيث  $S$  الإشارة المستقبلية من المرسل المرغوب و  $I$  تداخل القناة الواحدة من مسبب التداخل رقم  $i$  من بين مسببي التداخل «المرسلات» . يفترض أن الضجيج المحلي عند المستقبل مهمل . تكون قدرة التداخل  $I_i$  صغيرة عندما تزداد  $D$

تحدد قيمة  $D$  ، ثم يجب ملء خلايا كثيرة بنفس الحجم ما بين خليتي القناة الواحدة بترددات مختلفة لكي تتأمن استمرارية التغطية الترددية في الفراغ بحيث تستطيع العربة المتحركة أن تتصل . ملء عدد من الخلايا بين خليتي القناة الواحدة في فراغ كما في الشكل 15-5 لتوضيح المفهوم .

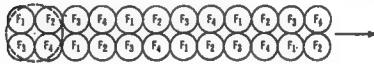
نفترض أن تردد الخلية الجديدة هو  $f$  وعندئذ على خلية أخرى ترددات القناة الواحدة أن تحقق متطلب النسبة  $D/R$



نسبة تقطع تدخل القناة الواحدة



حلول التبدل (التقسيم)؟



تقسيم الحلبة

الشكل 15-5 توضيح نظام خلوي في بعد واحد

## 2-5-8- تبديل القناة

لنفترض أن وحدة متنقلة تقع في الخلية الأولى  $R_1$ . تسير الوحدة المتنقلة على طول مسار يمر عبر خلايا مختلفة. وفي كل مرة تدخل الوحدة المتنقلة خلية مختلفة يتردد مختلف يحصل تبديل في القناة تبديل القناة هو العملية التي يتحكم بها مكتب التبديل. توصف بعض الاعتبارات لتبديل القناة بما يلي:

1- تبني معايير عملية تبديل القناة على أساس سوية معينة من المتوسط المحلي أو معلومات في مجال الطور أو كليهما. ليست المعلومات في مجال الطور دقيقة لتقدير موقع الوحدة المتنقلة نتيجة لعوائق المنشآت الصناعية.

وبالاستناد إلى ارتفاع هوائي محطة القاعدة يمكن أن تحدث أخطاء حتى

نصف ميل . في الخلايا الكبيرة عادة تتطلب خوارزمية تبديل القناة أن تعتمد إما على سوية المتوسط المحلي أو المعلومات في مجال الطور فقط وليس على كليهما. والثاني أكثر كلفة من الأول.

2- يجب أن يسمح النظام بوقت كاف من لحظة طلب تبديل القناة إلى لحظة تبديل القناة الفعلي . على مكتب التبديل أن يقلل عملية تبديل القناة غير الضرورية، وإلا يزداد الحمل على تجهيزات التبديل ويتأثر أداؤها . يمكن أن تساعد المعلومات التالية في اتخاذ قرار حول تبديل القناة :

أ - عندما يكون ميل معطيات المتوسط المحلي خلال فترة زمنية محددة شديد الانحدار يجب أن تجري عملية تبديل القناة بسرعة .

ب - يمكن إيجاد سرعة التحرك (v) من إشارة خافتة قصيرة الأجل، من المعادلة  $16-3-1$  ( $v = f/\lambda$ ) . يمكن قياس تردد الحفوف  $f$  من الإشارة الخافتة،  $\lambda$  هي طول الموجه وبهذا تعرف السرعة (v) فإذا كانت (v) عالية يجب أن تجري عملية تبديل القناة حالاً .

جـ - يمكن استخدام المعلومات في مجال الطور لتقدير موقع الوحدة المتنقلة ووفقاً لذلك يتعين التردد المناسب لتجنب تداخل القناة الواحدة .

يجب تأخير عملية تبديل القناة في الحالات التالية :

1- إذا كانت هناك امكانية لزيادة المتوسط المحلي . عندها لا حاجة لعملية تبديل القناة .

2- إذا ازداد احتمال إجراء تبديل قناة إلى خلية صحيحة .

3- إذا كانت الوحدة المتنقلة تسير في نفق من شدة الإشارة ضمن الخلية .

4- إذا لم تتوفر قناة شاغرة خلال ساعة الحركة الشديدة .

ولكن إذا كان التأخير طويلاً جداً فعند زمن إجراء تبديل القناة يمكن أن تكون إشارة التحكم ضعيفة بحيث لا تستطيع الوحدة المتنقلة استقبال أو كشف المعلومات وتضيع المحادثة .

### 3-5-3 انقسام الخلية وتخفيض القدرة

مفهوم النظام الخلوي هو أن يخدم عدد غير محدود من المشتركين . عندما يصل عدد المشتركين إلى الاشباع في خلية بدئية ولا يمكن تقديم أفضى أكثر عندئذ تنقسم الخلية البدئية .

تنقسم الخلية البدئية أولاً إلى أربع خلايا أصغر وتزداد حركة الاتصال أربع مرات .  
إذا حدث الانقسام n مرة فإن حركة الاتصال  $Tn$  تصبح :

$$T_n = T_n(4)^n \quad 3-5-5$$

وعندها تنخفض القدرة

$$P_n = P_0 - n(12) \text{ dB} \quad 4-5-5$$

بعد انقسامين تنقسم الخلية إلى ست عشرة خلية أصغر وتقل القدرة في كل خلية بمقدار 24 ديسيبل .

#### 4-5-5 تخفيض نسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد :

في النظام الخلوي تستخدم خطتان لتخفيض نسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد : أولاهما خطة التحكم بالقدرة حيث يتم التحكم بقدرة إرسال الوحدة المنتقلة من قبل موقع الخلية بحيث تكون القدرة المستقبلية عند موقع الخلية هي نفسها من أي وحدة متنقلة . والخطة الأخرى هي أن نرسم مخطط ترتيب الردد .  
يبين الشكل 5-16 مخططاً مستخدماً في الأنظمة الخلوية الحاضرة . في أي عمود يقرأ من الجدول تعين مجموعة من الأتية الترددية . لا تقترب قناتان تردديتان أكثر من مسافة سبع أتية لتجنب نسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد .

#### مقارنة بين نظام القفز الترددي والنظام الخلوي

يبين الشكل 5-16 نظاماً خلوياً بسبع خلايا وله 21 قطاعاً إذا كان لدينا 333 قناة فإن لكل قطاع 16 قناة .

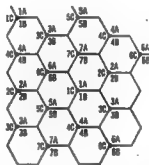
تمخطط مواقع وحجوم القطاعات وفقاً لحالة حركة الاتصالات . يجب أن يخطط نظام السبع خلايا متقدماً كثيراً عن الحاجة .  
لنفترض أنه في قطاع معين ازدادت الحاجة إلى خلايا أكثر لتواجه شروطاً خاصة من حركة الاتصال . لا يستطيع النظام الخلوي بدون انقسام الخلية أو المشاركة في القناة (كما في الفصل الثامن) أن يخدم أكثر من 16 مشتركاً في قطاع في نفس الوقت .

يستطيع نظام القفز الترددي أن يخدم حتى 333 مشتركاً إلا أن أدائه يضعف بوجود 333 مشتركاً في القطاع منه بوجود 16 مشتركاً في القطاع . وهذا بسبب حدوث

التداخل الشديد في نسبة الطرف القريب إلى الطرف البعيد في نظام القفز الترددي دائماً.

والحل المعقول هو أن نضع نفس الأتنية (333) في كلا النظامين. وعندئذ يحتاج النظام الحلوي بسبع خلايا إلى سبع خلايا بينما يحتاج نظام القفز الترددي إلى خلية واحدة فقط. بالإضافة لذلك فإن إعادة الاستخدام في نظام القفز الترددي كما في الشكل 11-5 يؤدي إلى زيادة التداخل كما ذكر في الفصل 2-4-5.

1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	1B	2B	3B	4B	5B	6B	7B	1C	2C	3C	4C	5C	6C	7C
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42
43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63
64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84
85	86	87	88															103	104	105
106	107	108	109															124	125	126
127	128	129	130															145	146	147
148	149	150	151															166	167	168
169	170	171	172															187	188	189
190	191	192	193															208	209	210
211	212	213	214															229	230	231
232	233	234																250	251	252
253	254	255																271	272	273
274	275	276	277															292	293	294
295	296	297	298															313	314	315
316	317	318	319															334	335	336
337	338	339	340															355	356	357
358	359	360	361															376	377	378
379	380	381	382															397	398	399
400	401	402	403															418	419	420
421	422	423	424															439	440	441
442	443	444	445															460	461	462
463	464	465	466															481	482	483
484	485	486	487															502	503	504
505	506	507	508															523	524	525
526	527	528	529															544	545	546
547	548	549	550															565	566	567
568	569	570	571															586	587	588
589	590	591	592	593	594	595	596	597	598	599	600	601	602	603	604	605	606	607	608	609
610	611	612	613	614	615	616	617	618	619	620	621	622	623	624	625	626	627	628	629	630
631	632	633	634	635	636	637	638	639	640	641	642	643	644	645	646	647	648	649	650	651
652	653	654	655	656	657	658	659	660	661	662	663	664	665	666						



الشكل 16-5 جدول ترتيب التردد

ترتيب الجداول للردود (كامل الطيف)

الأرقام الخاصة تشير إلى 21 قناة مرئية حسب الجدول أ و ب على التوالي

New Frequency Management (Full Spectrum)																																		
Block A																																		
1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	8A	9A	10A	11A	12A	13A	14A	15A	16A	17A	18A	19A	20A	21A	22A	23A	24A	25A	26A	27A	28A	29A	30A	31A	32A	33A	34A	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	
35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	
69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102	
103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	
137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	
171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	
205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239
241	242	243	244	245	246	247	248	249	250	251	252	253	254	255	256	257	258	259	260	261	262	263	264	265	266	267	268	269	270	271	272	273	274	275
277	278	279	280	281	282	283	284	285	286	287	288	289	290	291	292	293	294	295	296	297	298	299	300	301	302	303	304	305	306	307	308	309	310	311
313	314	315	316	317	318	319	320	321	322	323	324	325	326	327	328	329	330	331	332	333	334	335	336	337	338	339	340	341	342	343	344	345	346	347
349	350	351	352	353	354	355	356	357	358	359	360	361	362	363	364	365	366	367	368	369	370	371	372	373	374	375	376	377	378	379	380	381	382	383
385	386	387	388	389	390	391	392	393	394	395	396	397	398	399	400	401	402	403	404	405	406	407	408	409	410	411	412	413	414	415	416	417	418	419
421	422	423	424	425	426	427	428	429	430	431	432	433	434	435	436	437	438	439	440	441	442	443	444	445	446	447	448	449	450	451	452	453	454	455
457	458	459	460	461	462	463	464	465	466	467	468	469	470	471	472	473	474	475	476	477	478	479	480	481	482	483	484	485	486	487	488	489	490	491
493	494	495	496	497	498	499	500	501	502	503	504	505	506	507	508	509	510	511	512	513	514	515	516	517	518	519	520	521	522	523	524	525	526	527
529	530	531	532	533	534	535	536	537	538	539	540	541	542	543	544	545	546	547	548	549	550	551	552	553	554	555	556	557	558	559	560	561	562	563
565	566	567	568	569	570	571	572	573	574	575	576	577	578	579	580	581	582	583	584	585	586	587	588	589	590	591	592	593	594	595	596	597	598	599
601	602	603	604	605	606	607	608	609	610	611	612	613	614	615	616	617	618	619	620	621	622	623	624	625	626	627	628	629	630	631	632	633	634	635
637	638	639	640	641	642	643	644	645	646	647	648	649	650	651	652	653	654	655	656	657	658	659	660	661	662	663	664	665	666	667	668	669	670	671
673	674	675	676	677	678	679	680	681	682	683	684	685	686	687	688	689	690	691	692	693	694	695	696	697	698	699	700	701	702	703	704	705	706	707
709	710	711	712	713	714	715	716	717	718	719	720	721	722	723	724	725	726	727	728	729	730	731	732	733	734	735	736	737	738	739	740	741	742	743
745	746	747	748	749	750	751	752	753	754	755	756	757	758	759	760	761	762	763	764	765	766	767	768	769	770	771	772	773	774	775	776	777	778	779
781	782	783	784	785	786	787	788	789	790	791	792	793	794	795	796	797	798	799	800	801	802	803	804	805	806	807	808	809	810	811	812	813	814	815

Bold face numbers indicate 21 control channels for Block A and Block B respectively

16-5 جدول ترتيب الردود لكامل الطيف



## 6-5 المردود الطيفي والخطط الخلوية :

يختلف المردود الطيفي عن مردود القناة. يُعرّف مردود القناة أنه أكبر عدد من الأقنية يمكن تأمينه على نطاق طيفي معين. يعرف المردود الطيفي أنه أكبر عدد من المكالمات يمكن تأمينه في منطقة معينة. يتعلق مردود القناة مباشرة بالمردود الطيفي في معظم الأنظمة. إلا أنه في الأنظمة الخلوية حيث يُعاد استخدام الأقنية مرات عديدة لا يكون المردود الطيفي مساوياً لمردود القناة ، ولهذا يكون المردود الطيفي وليس مردود القناة هو المعلمة التي يؤمل زيادتها في النظام الخلوي. إن توضيح عرض نطاق القناة أو زيادة عدد الأقنية ليس من الضروري أن يزيد المردود الطيفي. يُبنى المردود الطيفي في النظام الخلوي على عدد الأقنية في الخلية. يقدر عدد الأقنية في الأنظمة الخلوية التماثلية بـ 60 قناة تقريباً في الخلية الواحدة لعرض نطاق محدد بـ 25 م هـ. بغض النظر عن عرض نطاق الأقنية الفردية التي يمكن أن تكون 30 أو 15 أو 5 ك هـ .

ثبت أن عطلت تراكب التغطية والتنوع تعطي مردوداً طيفياً أفضل. تقدم في هذا الفصل عطينتين جديدتين لتحسين المردود الطيفي بأكثر من 60 قناة في الخلية . هاتان الخطينان هما أنظمة عرض نطاق القناة المتعدد وأنظمة الانحراف بثلاث القناة. كما نقترح أيضاً خطة لتكامل الأنظمة الأربعة :

تراكب التغطية ، التنوع ، عرض نطاق القناة المتعدد والانحراف بثلاث القناة للوصول إلى أعلى مردود طيفي.

## 6-5-1 أنظمة عرض نطاق القناة المتعدد :

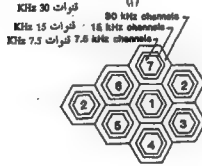
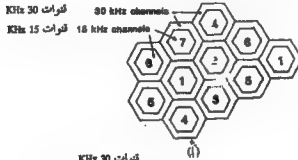
يمكن تنفيذ قيمتين أو ثلاث قيم مختلفة من عرض القناة لتحسين المردود الطيفي. يمكن أن يكون لكل خلية حلقتان أو ثلاث . تخصص الأقنية 30 ك هـ للحلقة الخارجية وتخصص القيم 15 أو 7.5 ك هـ للحلقتين الوسطى و/أو الداخلية.

تُحسب مساحة كل حلقة من نظام الحلقتين بحيث تكون مساحتا الحلقتين متساويتين. يمكن تنظيم مساحة كل حلقة من نظام الحلقات الثلاث بحيث تفي بشروط الاتصال المطلوبة .

ترتكز فكرة تحسين المردود الطيفي باستخدام أنظمة عرض نطاق القناة المتعدد على الحقيقة التي تفيد أنه للوصول إلى نفس نوعية الصوت تحتاج أنظمة عرض نطاق القناة 30 ك هـ إلى نسبة حامل/تداخل أقل مما تحتاجه أنظمة عرض نطاق القناة 15 ك هـ . لنفرض أن القدرة المرسلة من موقع الخلية تبقى ثابتة دائماً ، عندئذ يمكن لعرض نطاق قناة 30 ك هـ أن يمدد خلية أكبر ، أما عرض نطاق

قناة 15 ك هـ فيمكن أن يُخدم عملية أصغر نسبياً . بما أن عرض نطاق قناة 30 ك هـ يحتاج الى نسبة أقل من الحامل/التداخل فإنه يمكن التسامح بسوية أعلى من التداخل ويتج بالتالي نسبة أقل من  $D/R$  (نسبة تباعد الخلية الواحدة الى نصف قطر الخلية) .

يتطلب عرض نطاق القناة 15 ك هـ الى نسبة أعلى نسبياً من الحامل/التداخل ولهذا يسمح لسوية تداخل أقل ، وبالتالي الى نسبة أعلى من  $D/R$  . وكلما زادت النسبة  $D/R$  ازداد عدد نماذج خلايا إعادة استخدام الورد . لهذا يحتاج نظام القناة 15 ك هـ الى عدد أكبر من الخلايا ذات القطر الأصغر لتغطية مساحة معينة بالمقارنة مع نظام القناة 30 ك هـ .



(ب)



(ج)

الشكل 17-5 أنظمة عرض نطاق القناة المتعدد

1 - نظام ثنائي ، ب - نظام ثلاث آتية ، ج - نظام مخطط بتركيب محطة ثنائي مع محطة تراكب التغطية .

## ٢. متطلبات نسبة الحامل الى التداخل :

من التجارب الموضوعية لنوعية الصوت في الأنظمة الخلوية التماثلية الحالية نجد أن متطلبات نسبة الحامل/التداخل (C/I) هي :

$$18 \leq \frac{C}{I} \text{ ديسيبل ( عرض نطاق قناة 30 ك هـ )}$$

$$24 \leq \frac{C}{I} \text{ ديسيبل ( عرض نطاق قناة 15 ك هـ )} \quad 1-6-5$$

$$30 \leq \frac{C}{I} \text{ ديسيبل ( عرض نطاق قناة 7.5 ك هـ ضمن نصف قطر خلية 1 ميل )}$$

## ٣. مناطق تخصيص عرض نطاق الأتية المختلفة :

لنفرض أن نصف قطر الخلية في نظام عرض نطاق قناة بمحقتين هو  $R_0$  وأن الحلقة الخارجية تستخدم بأتية 30 ك هـ والحلقة الداخلية تستخدم بأتية 15 ك هـ (شكل 7-5 أ). للحفاظ على متطلبات النسبة  $\frac{C}{I}$  المذكورة في المعادلة 1-6-5 يمكن إيجاد حجم

الحلقة الداخلية ( $R_1$ ) كما يلي :

$$-24 + 18 = 40 \log \left( \frac{R_1}{R_0} \right) \quad 2-6-5$$

في حالة ميل خسارة مسار مقداره 40 ديسيبل/العقد. من المعادلة 2-6-5

يمكن تحديد  $R_1$  على الشكل :

$$R_1 = 0.70 R_0 \quad 3-6-5$$

يتم الحصول على مساحة الحلقة الداخلية  $A_1$  كجزء من المساحة الكلية

للخلية  $A_0$  كالآتي :

$$A_1 = \pi R_1^2 = 0.49 A_0 \quad 4-6-5$$

في أنظمة عرض نطاق ثلاث أتية تشكل ثلاث حلقات في الخلية (الشكل

17-5 ب). نخدم الحلقة الخارجية بأتية 30 ك هـ والوسطى بأتية 15 ك هـ والداخلية بأتية 7.5 ك هـ .

يُعبّر عن العلاقة بين نصف قطر الخلية  $R_0$  ونصف قطر الحلقة الداخلية  $R_2$

على اساس متطلبات النسبة  $\frac{C}{I}$  المبينة في المعادلة 5-6-1 على الشكل :

$$-30 + 18 = 40 \log\left(\frac{R_2}{R_0}\right) \quad 5-6-5$$

تُحل المعادلة 5-6-5 على الشكل :

$$R_2 = 0.5 R_0 \quad 6-6-5$$

وتكون مساحة الحلقة الداخلية :

$$A_2 = \pi R_2^2 = 0.25 A_0 \quad 7-6-5$$

توزيع الأتنية :

نفرض أنه في أنظمة عرض نطاق قناتين أن عدد الأتنية في كل حلقة مسارباً

تقريباً للأعصر :

$$\frac{2}{3} \times \frac{12.5 \text{ MHz}}{30 \text{ kHz}} + \frac{1}{3} \times \frac{12.5 \text{ MHz}}{15 \text{ kHz}} = 277 + 277 \quad 8-6-5$$

عدد الأتنية الكلي = 555

بالاستناد الى نموذج اعادة الاستعدادم ذي الخلايا السبع ( $k=7$ ) فإن عدد

الأتنية في الحلقة في كل خلية هو :

39 قناة/خلية ( أتنية 30 ك هـ في الحلقة الخارجية )

39 قناة/خلية ( أتنية 15 ك هـ في الحلقة الداخلية )

في أنظمة عرض نطاق ثلاث أتنية تكون كثافة الاتصال في الحلقة الداخلية

أعلى منها في الحلقة الخارجية لذا يمكن استخدام هذا النظام . ويمكن التعبير عن

احدى طرق توزيع الأتنية بالشكل :

$$\frac{1}{3} \times \frac{12.5 \text{ MHz}}{30 \text{ kHz}} + \frac{1}{3} \times \frac{12.5 \text{ MHz}}{15 \text{ kHz}} + \frac{1}{3} \times \frac{12.5 \text{ MHz}}{7.5 \text{ kHz}} \quad 9-6-5$$

$$= 138 + 227 + 555$$

$$(30 \text{ kHz}) \quad (15 \text{ kHz}) \quad (7.5 \text{ kHz})$$

ويكون عدد الأتية في الحلقة في كل خلية هو :

20 قناة/خلية (أتية 30 ك هـ في الحلقة الخارجية)

39 قناة/خلية (أتية 15 ك هـ في الحلقة الوسطى) 10-6-5

79 قناة/خلية (أتية 7.5 ك هـ في الحلقة الداخلية)

النظام المختلط (تكامل خطة تراكب التغطية مع نظام عرض نطاق القناة المتعدد) :

نحتاج في خطة تراكب التغطية ( $k=3/k=7$ ) الى تخفيض القدرة في منطقة التراكب (الحلقة الداخلية) للحفاظ على النسبة  $D1/R1$  مساوية لـ 4.6 (حيث  $D1$  المسافة بين حلقتي القناة الواحدة في خليتين مختلفتين ،  $R_1$  نصف قطر الحلقة الداخلية). ومع هذا تخفض النسبة  $D1/R0$  الى الثلث (نصف قطر الخلية). في نظام تراكب التغطية هذا يجب تخفيض قدرة الحلقة الداخلية بمقدار 6 ديسيبل (أو الى الربع) بالنسبة لقدرة الحلقة الخارجية. لهذا يصبح نموذج إعادة استخدام القناة ثلاثة ( $k=3$ ) في الحلقة الداخلية وتبقى  $k=7$  في الحلقة الخارجية.

يمكن إيجاد نصف قطر الحلقة الداخلية  $R_1$  من الشرطين التاليين :

$$\frac{D_1}{R_1} = 4.6$$

$$\frac{D_1}{R_0} = 3$$

أو

$$K = \frac{(D_1/R_0)^2}{3} = 3 \quad \text{للحلقة الداخلية.}$$

ومنه

$$R_1 = 0.65 R_0$$

11-6-5

بمقارنة المعادلة 11-6-5 مع المعادلة 3-6-5 نرى أنّ المساحة التي يخدمها نظام عرض نطاق قناتين أو نظام تراكب التغطية متماثلة تقريبا. تشجع هذه النتيجة استخدام خطة تراكب التغطية على نظام عرض نطاق القناتين (انظر الشكل 17-5 ج).

من المعادلة 5-6-8 نرى أن عدد الأتنية في الخلية بالنسبة للحلقة الخارجية

يبقى نفسه :

$$5-6-12 \quad 277 \text{ قناة/7 خلايا} = 39 \text{ قناة/خلية}$$

تشر الأرقام 1-7 الى سبع مجموعات أتنية مختلفة مستخدمة في الحلقة

الخارجية كما هو مبين في الشكل 5-17 ج .

من المعادلة 5-6-8 نرى أن عدد الأتنية في الخلية للحلقة الداخلية هي :

$$5-6-13 \quad 277 \text{ قناة/3 خلايا} = 92 \text{ قناة/خلية}$$

تشر الأرقام 1-3 الى ثلاث مجموعات أتنية مختلفة مستخدمة في الحلقة

الداخلية كما هو مبين في الشكل 5-17 د .

**تقويم :** في النظام الخلوي الحالي ( $k=7$ ) يبلغ عدد الأتنية في الخلية 57 قناة. يستخدم

هذا الرقم لمقارنة هذا النظام مع الأنظمة الأخرى. بنيت حسابات السعة التوصيلية

على الافتراضات التالية :

1 - النطاق الكلي للعدد للأتنية بالتجاهين = 25 م هـ

2 - احتمال عدم النفاذ = 1% - 10%

3 - زمن الربط (المخاطرة) = 100 ثانية

يقارن الشكل 5-18 السعة التوصيلية (مبنية على نموذج ارنلغ B) للخطوط

الأربع التالية :

1 - الخطوط الحاضرة  $K=7$

2 - محطة عرض نطاق قناتين

3 - محطة عرض نطاق ثلاث أتنية

4 - نظام مختلط (عرض نطاق قناتين مع نظام تراكب التغطية).

يُرى النظام المختلط تحسناً ملحوظاً في الطيف بين جميع الأنظمة ماعدا محطة

عرض نطاق الثلاث أتنية. تحتاج محطة عرض نطاق الثلاث أتنية الى استخدام صيغتي

ومعدلي تشوير مختلفين وهذا مايقعد النظام. وبعد كل ذلك فإن محطة عرض نطاق

الثلاث أتنية هي محطة مثالية من بعيد أو قريب.

منطقة محمية بالتراف 1/3 قناة

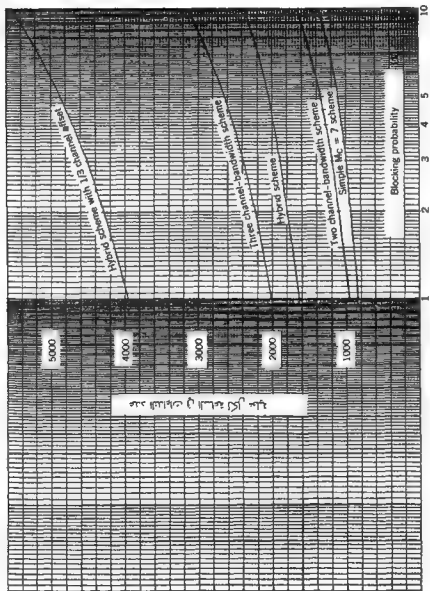
منطقة عرض نطاق ثلاث أنوية

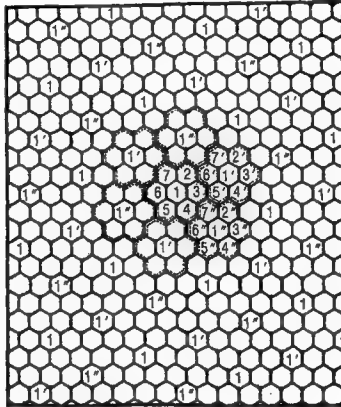
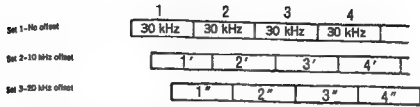
منطقة مضمونة

منطقة عرض نطاق قناتين

منطقة بسيطة M=7

احتمال الازدحام





الشكل 19-5 نظام الانحراف بثلاث القناة ( $k=7$ )

### 2-6.5 خطة الانحراف بثلاث القناة :

عند حرف كل قناة بمقدار ثلث عرض نطاقها يمكن تخصيص الأتية الحروفه الى الخلايا ذات القناة الواحدة للتجاورة كما هو مبين في الشكل 19-5. نتيجة لذلك، تكون الخلايا ذات القناة الواحدة المحيطة بالخلية المركزية ذات أتية محروفة مختلفة. يقل تداخل القناة الواحدة في هذه الخطة لسببين :

- 1 - تقل طاقة تداخل القناة الواحدة في كل قناة.
- 2 - تقل مفهومية اللفظ من الخلايا ذات القناة الواحدة بشكل كبير.



يمكن استخدام خطة الانحراف بثلاث القناة في النظام الحالي ( $k=7$ ) ويمكنها أكثر من ذلك تخفيض العدد  $k$  إلى أقل من سبعة. تعرض الطريقة التالية كيفية تخفيض العدد  $k$  من 7 إلى 4 باستخدام هذه الخطوة.

تقدير الفاصل بين الحلأيا ذات القناة الواحدة :

العلاقة العامة لاستنتاج  $k=7$  في النظام هي :

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{\sum_{i=1}^3 (I_i' + I_i'')} \geq 18 \text{ dB} \quad 14-6-5$$

حيث  $I_i'$  و  $I_i''$  هما حدا التداخل من القناتين المنحرفتين الأخرين على التوالي. أما

العلاقة بين تداخل القناة المنحرفة  $I_i'$  و  $I_i''$  وتداخل القناة الواحدة  $I_i$  فهي :

$$I_i' = \alpha_i' I_i \quad 15-6-5$$

$$I_i'' = \alpha_i'' I_i$$

حيث  $\alpha_i'$  ,  $\alpha_i''$  هما معاملا تحسين قناة الانحراف في تخفيض التداخل.

بتعويض المعادلة 15-6-5 في المعادلة 14-6-5 نحصل على :

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{\sum_{i=1}^3 (\alpha_i' + \alpha_i'') I_i} \geq 18 \text{ dB} \quad 16-6-5$$

من الشكل 19-5 نجد أن التداخل يأتي من مجموعي أقتية منحرفة :

$I_i' = 0.333 I_i$  (تداخل من أقتية منحرفة بمقدار 20 ك هـ عن الأقتية المرغوبة)

$I_i'' = 0.666 I_i$  (تداخل من أقتية منحرفة بمقدار 10 ك هـ عن الأقتية المرغوبة)

ومنه يمكن الاستنتاج من المعادلة 16-6-5 :

$$\frac{C}{3(0.333 + 0.666) I_i} \geq 18 \text{ dB} \quad 17-6-5$$

أو

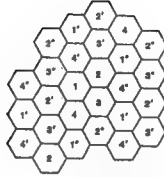
$$\frac{C}{3I_i} \geq 63$$

ومنه

$$\left(\frac{D}{R}\right)^4 = 189$$

أو

$$D = 3.71 R \quad 18-6-5$$



الشكل 20-5 نظام الانحراف بثلاث القنوات (  $k=4$  )

التشكيل المبني على خطة الانحراف بثلاث القنوات :

$$\frac{D}{R} = \sqrt{3K} \quad \text{بما أن}$$

فإن

$$K = 4.58 \quad 19-6-5$$

وهكذا فإن نموذج إعادة استخدام القناة قد خفض من  $K = 7$  إلى  $K = 4$  .

تُنفذ ثلاثة قطاعات في كل عملية بحيث يمكن استخدام  $K=4$  بدون أحداث

تداخل ملحوظ. يبين الشكل 20-5 تخفيض الأتية.

### 3-6-5 تطبيق على نظام مختلط :

يمكن تكامل الخطتين الرئيسيتين اللتين قدمتا في هذا الفصل في نظام مختلط

مولف من ثلاث مختلط : عرض نطاق قناتين ، تراكب التغطية والانحراف بثلاث القنوات

. يظهر الأداء كالتالي :

يستخدم في الحلقة الخارجية نفس عدد الأتية 30 ك ه مثلما بين في الفصل

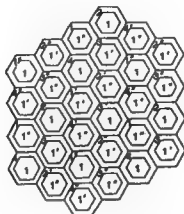
3-6-5. وبما أن  $k = 4$  التي الحصول عليها باستخدام خطة الانحراف بثلاث القنوات

فإن عدد الأتية في الحلقة هو :

$$68 = \frac{277 \text{ قناة (30 هـ)}}{4 \text{ حلقة}} \text{ قناة/عملية}$$

تستخدم في الحلقة الداخلية عظمى تراكب التغطية والانحراف بثلاث القناة ويكون عدد الأتية في الخلية هو :

$$\frac{277 \text{ قناة (15 ك هـ)}}{2 \text{ خلايا}} = 137 \text{ قناة/خلية}$$



الشكل 5-21 نظام مختلط يضم عظمى عرض نطاق قناتين مع تراكب تغطية وانحراف بثلاث القناة.

يظهر في الشكل 5-21 زيادة المردود الطيفي باستخدام النظام المختلط ، وعرضت هذه الزيادة في الشكل 5-18 . عند تنفيذ الاستقبال بتنوع الفروع المتعددة عند موقع الخلية يمكن تحسين المردود الطيفي أكثر.

## المراجع

### REFERENCES

1. Ehrlich, N., R. E. Fisher, and T. K. Wingard, "Cell Hardware," *Bell Sys. Tech. J.* 58 (Jan. 1979): 153-200.
2. Lee, W. C. Y., "Elements of Mobile Cellular System," *IEEE Trans. Veh. Tech.* (May 1986):
3. Spilker, J. J., Jr., *Digital Communicating by Satellite* (Prentice Hall, 1977): 214.
4. *Ibid.*, 226.
5. *Ibid.*, 230, 240.
6. Cooper, G. R., and R. W. Nettleton, "A Spread Spectrum Technique for High Capacity Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-27 (Nov. 1978): 264-275.
7. Goodman, D. J., P. S. Henry, and V. K. Prabhu, "Frequency Hopped Multilevel FSK for Mobile Radio," *Bell Sys. Tech. J.* (Sept. 1980): 1257-1275.
8. Lee, W. C. Y., "Mobile Cellular System."
9. MacDonald, V. H., "The Cellular Concept," *Bell Sys. Tech. J.* 58 (Jan. 1979): 15-42.
10. Lee, W. C. Y., "New Cellular Schemes for Spectral Efficiency," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-36 (Nov. 1987): 188-192.
11. Lee, W. C. Y., "Spectrum Efficiency: A Comparison between FM and SSB in Cellular Mobile Systems," presented to the FCC (Washington, DC, Aug. 2, 1985; a condensed version appeared in *Telephony*, pp. 82-92, Nov. 11, 1985).
12. Swerup, J., and J. Uddenfeldt, "Digital cellular," *Personal Commun. Tech.* (May 1986): 6-12.
13. Lee, W. C. Y., "Narrowbanding in Cellular Mobile Systems," *Telephony*, pp. 44-46, (Dec. 1986).
14. J. F. Whitehead, "Cellular Spectrum Efficiency via Reuse Planning," *33th IEEE Vehicular Technology Conference Record* (Boulder, CO, 1985): 16-20.
15. Yeh, Y. S., and D. O. Reudink, "Efficiency Spectrum Utilization for Mobile Radio System Using Space Diversity," *IEEE Trans. Commun.* COM-30 (Mar. 1982): 447-455.

## 6- معلومات التصميم في محطة القاعدة

- 1-4 مواقع الهوائيات .
- 2-4 المبادعة بين الهوائيات وارتفاعها .
- 3-4 تشكيلات الهوائيات .
- 4-4 بيئة الضجيج .
- 5-4 تحويلات القدرة وشدة الحقل .



## 1-6 مواقع الهوائيات

من الصعب انتقاء موقع أمثل لهوائي محطة القاعدة . أولاً لا تبدي تغطية شدة الإشارة على مسافة 13 كم (8 أميال) مثلاً من محطة القاعدة نمطاً منتظماً . ينتج هذا النمط غير المنتظم عن عدم انتظام هيئة التضاريس . والأمر الآخر المهم هو تجنب التداخل . لهذا يجب أن يأخذ موقع هوائي محطة القاعدة بعين الاعتبار تغطيته وتداخله مع المحطات الأخرى . في النظام الواسع يجب أن لا يؤخذ بعين الاعتبار موقع محطة قاعدة واحدة فقط بل جميع مواقع محطات القاعدة الفعالة في نفس الوقت . وذلك لأن جميع مواقع محطات القاعدة المنتقاة لتفي بهذين المطلبين متعلقة مع بعضها بشدة . إذا حركت إحدى محطات القاعدة إلى موقع آخر فإن مواقع محطات القاعدة الأخرى تتأثر .

توجد عدة خطوات لانتقاء موقع محطة قاعدة :

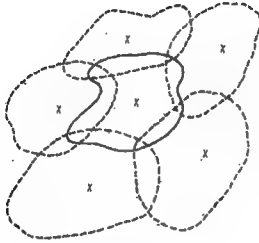
1- أولاً القرار عن سوية الاستقبال عند حد الخلية . وبنى هذا على أساس خصائص المرسل / المستقبل المتنقل والأداء المطلوب . لنفترض أن سوية (-100 dBm) هي المطلوبة عند حد تغطية الخلية . عندئذ يمكن تحديد حجم الخلية وفق القدرة المعطاة وارتفاع الهوائي وريش الهوائي وشكل تضاريس المنطقة . مثال ذلك باستخدام الشروط المعطاة في القسم 2-3-6 لمنطقة ضواحي يكون نصف قطر الخلية 16 كم (10 ميل) لسوية استقبال (-100dBm) .

2- انتق موقعاً حيث تتوفر الأرض عادة كانتقاء أولى لمحطة القاعدة .

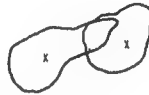
3- اتبع نموذج التنبؤ عن خسارة المسار الجديد للتنبؤ من نقطة إلى نقطة . ترسم اكفة تساوي الشدة على المخطط بالاستناد إلى التعليقات المبينة في الفصل 4-2 .

4- اختر مواقع أخرى وارسم اكفة تساوي الشدة لها لسوية (-100 dBm) يجب أن يكون لأكفة تساوي الشدة لجميع المواقع نفس الأجزاء المترابطة تقريباً كما هو مبين في الشكل 1-6 أ .

5- تجنب حالة اكفة تساوي الشدة المبينة في الشكل 1-6 ب .



تصميم مثالي (A)



تصميم غير مرغوب (B)

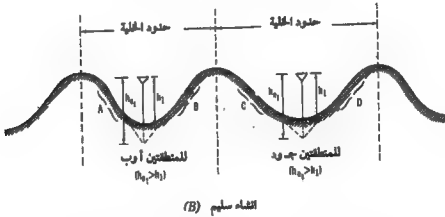
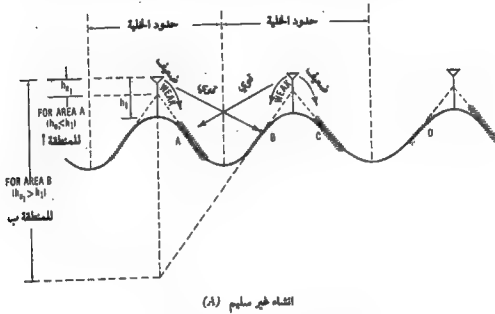
### الشكل 2-6 تصميم موقع الخلية.

- 1- لا تنتقي بقعة مرتفعة (انظر الشكل 2-6 أ)، وذلك :  
 أ) لتجنب التداخل مع الخلايا الأخرى  
 ب) لتجنب اضعاف شدة الإشارة في خليتها.
- 2- الحل : حاول انتقاء بقعة منخفضة ولكن زد ارتفاع هوائي عملة القاعدة (انظر الشكل 2-6 ب).



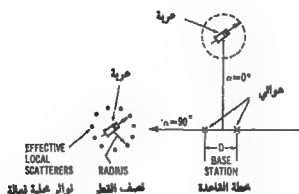
## 2-6 مبادئ الهوائيات وارتفاعها

في بيئة الراديو المتنقل الحقيقية يكون خضوت المسارات المتعددة وخسارة المسار المتزايدة هما المؤثران الرئيسيان اللذان يجعلان اتصالات الراديو المتنقل صعبة جداً. في محطة القاعدة تستخدم أنظمة التنوع لتقليل الخفوت وترفع الهوائيات لزيادة سوية



الشكل 2-6 قاعدة إنشاء هوائيات محطة القاعدة في منطقة تلال

استقبال الاشارة . في الفصل 2-4-3 توجد أنظمة تنوع كثيرة بإمكانها تقليل الخفوت . ومن بينها التنوع الفراغي وله ميزة عظمى على الأنظمة الأخرى . لا يستخدم التنوع الفراغي طيفاً ترددياً أكبر من مجرد عرض نطاق القناة . إضافة لذلك إذا تضمن التنوع فرعتين فإن كلاً من شدي الاشارتين المستقبلتين أعلى بمقدار 3 ديسيبل من اشارة التنوع الاستقطابي أو الترددي . إلا أن سيئة استخدام نظام التنوع الفراغي هي حاجته إلى فاصل فراغي كاف . يتحدد الفاصل الفراغي من معامل الارتباط لاشارتين خافتتين استقبلتا بهوائي استقبال محطة القاعدة . يجب أن تأتي معاملات الارتباط من خلافي خفوت مختلفين . كلما كان الفاصل أوسع انخفض معامل الارتباط ، أي قل تشابه تغيرات الاشارتين الخافتتين . عند ضم اشارتين خافتتين بمعامل ارتباط منخفض تقل التأثيرات الضارة للخفوت . يبين الشكل 3-6 آلية انتقال فاصل محطة القاعدة . يبلغ نصف قطر النثر الفعال حول الوحدة المتنقلة المبيتة في الشكل 3-6 حوالي (100λ) مثلما ذكر في الفصل 7-4 . تصل الأمواج المنتشرة إلى هوائي محطة القاعدة من منطقة النثر الفعال . تتشكل منطقة النثر الفعال حيثما تكون الوحدة المتنقلة .



الشكل 3-6 توجيه الهوائي في محطة القاعدة

## 1-2-6 الاعتماد على توجيه الهوائي

تستقبل الأمواج المرسلة من وحدة متنقلة على بعد عدة أميال وزاوية  $\alpha$  (كما هو مبين في الشكل 3-6) هوائي محطة القاعدة بعد انتشارها خلال نواثر مختلفة في الوسط. يعتمد الفرق بين معاملات الارتباط لشارتين خافتين على الفاصل بين الهوائيين واتجاه الزاوية  $\alpha$ . يمكن أن نستنتج بالحدس المنطقي أنه بالإمكان الحصول، في حالة الجانب المعترض، على معامل ارتباط أخفض منه في الحالة المباشرة بفواصل هوائي معين ذلك لأن الاشارتين الخافتتين المستقبليتين تميلان للتداخل في الحالة المباشرة. تصل الاشارات الخافتة المستقبلية بهوائي محطة القاعدة في الحالة المباشرة إلى الهوائي الأول من نفس مسار الانتشار، والسبب الوحيد في خفض عامل ارتباط هاتين الاشارتين اللتين تم الحصول عليهما من هوائي محطة القاعدة هو أن الاشارة تنتشر مسافة اضافية لتصل إلى الهوائي الثاني نتيجة للفواصل.

## 2-2-6 الاعتماد على ارتفاع/ فاصل الهوائي

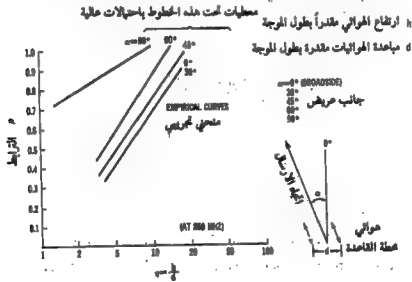
يتحدد فاصل الهوائي المطلوب من بيانات معامل الارتباط. يمكن الحصول على معاملات الارتباط لشارتين خافتتين بتجريب ارتفاعات مختلفة للهوائي وفواصل هوائي مختلفة. تقترح معلمة جديدة  $\eta$  وهي على الشكل التالي:

$$\eta = \frac{\text{antenna height}}{\text{antenna separation}} = \frac{h}{d} \quad 1-2-6$$

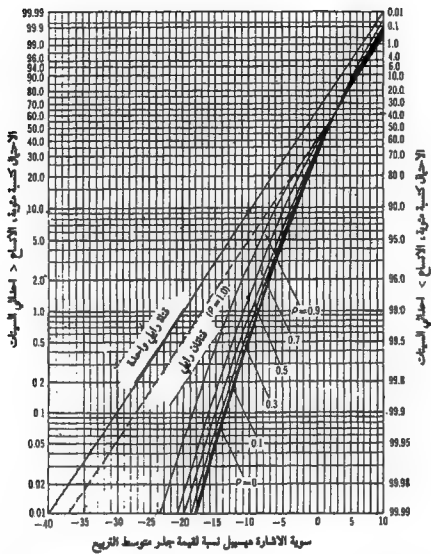
يبين الشكل 4-6 رسم معاملات الارتباط التجريبية في منطقة ضواحي مع المعلمة الجديدة  $\eta$  عند التردد 850 م هـ وزوايا توجيه مختلفة تقع جميع البيانات المقاسة تحت منحنى تجريبي مع احتمال عال لكل حالة من زوايا التوجيه. لكل قيمة من قيم  $\eta$  تكون قيم معامل الارتباط دائماً أصغر في حالة الجانب المعترض ( $\alpha = 0^\circ$ ) منها في باقي الحالات. وتكون أعلى قيم معامل الارتباط في الحالة المباشرة ( $\alpha = 90^\circ$ ). بتخفيض معامل الارتباط  $\rho$  تنخفض قيمة  $\eta$  كما هو مبين في (الشكل 4-6). تكون معاملات الارتباط التجريبية في منطقة المدن بالنسبة للمعلمة  $\eta$  أقل بكثير من تلك

في منطقة الضواحي ، وذلك لكثرة تواجد النواثر على طول المسار بين الوحدة المتحركة ومحطة القاعدة في منطقة المدن . تميل معاملات الارتباط لشاريتين مستقبليتين بهوائي محطة قاعدة في منطقة المدن إلى الانخفاض . يمكن الوصول إلى انخفاض خفوت الاشارة في بيئة خفوت رايلي باستخدام انظمة التنوع . إن معامل ارتباط حتى قيمة 0.7 بين فرعتي تنوع النسبة العظمى يؤدي إلى ربح كبير في تخفيض خفوت الاشارة . يبين الشكل 5-6 أداء  $\rho = 0.7$  بالمقارنة مع قيم أخرى لـ  $\rho$  : النسبة المثوية المبينة في الشكل 5-6 تعني النسبة المثوية من الاشارة تحت سويتها المقابلة بالدسيبل . سوف تظهر بعض أرقام النسب المثوية في هذا الفصل . عند السوية -10 ديسيبل بالنسبة لقيمة جذر متوسط التريع يقل الخفوت من 9.5% عند  $\rho = 1.0$  أي في حالة عدم وجود تنوع إلى 1.3% عند  $\rho = 0.7$  ثم إلى 0.5% عند  $\rho = 0$  . تشجع هذه الملاحظة على استخدام  $\rho = 0.7$  . بها أن التحسن الكبير في الأداء يظهر من  $\rho = 1.0$  إلى  $\rho = 0.7$  فإن تحسناً طفيفاً نسبياً يظهر من  $\rho = 0.7$  إلى  $\rho = 0$  لهذا تم انتقاء  $\rho = 0.7$  لجذوى كليتها في تحقيق مبادلة فيزيائية للهوائي وهذا مبين في المثال التالي .

تعطى  $\rho = 0.7$  عند  $\eta = 11$  ، وتعطى  $\rho = 0.125$  عند  $\eta = 2$  لحالة الجانب المعرض . إذا كان ارتفاع الهوائي 30 م (100 قدم) فيوجد قيم مختلفة من  $\eta$  يمكن تحديد مبادلة الهوائي كما يلي :



الشكل 4-6 الارتباط مقابل  $\eta$  لهوائيين بأغماحين مختلفين



الشكل 5-6 أداء مضام بفرعي نسبة عظمى مع معاملات ارتباط مختلفة بين الفروع .

$$d = \frac{h}{\eta} = \frac{100 \text{ ft}}{11} = 9 \text{ ft} \quad (\rho = 0.7)$$

$$= \frac{100 \text{ ft}}{2} = 50 \text{ ft} \quad (\rho = 0.125)$$

يشير المثال السابق إلى مباعدة هوائي مقدارها (9 قدم) من أجل  $\rho = 0.7$  و 15 متر (50 قدم) من أجل  $\rho = 0.125$ . لهذا فإن تخفيض  $\eta$  يجعل مباعدة الهوائي d أكبر. من الشكل 5-6 نجد أن نسبة الإشارة تحت 10 ديسيبل هي 1.3% عند  $\rho = 0.7$  وحوالي 0.52% عند  $\rho = 0.2$ . بجمع المعلومات المشاهدة من الشكل 4-6 والشكل 5-6 نجد أنه عند ارتفاع الهوائي 30 م (100 قدم) تكون 1.3% من الإشارة تحت سوية 10 ديسيبل إذا كانت مباعدة الهوائي 9 أقدام و0.52% من الإشارة الكلية تحت سوية 10 ديسيبل إذا كانت مباعدة الهوائي 50 قدماً. جلي انه عند زيادة مباعدة الهوائي من 9 قدم إلى 50 قدم يسدل جهد كبير والتحسن غير مميز. لهذا يقترح الأخذ بمباعدة قدرها 9 قدم عند ارتفاع هوائي 100 قدم. يمكن تحديد مباعدة الهوائي أيضاً لارتفاعات هوائي مختلفة مع بقاء نفس القيمة لـ  $\eta$ .

$$d = \frac{h}{\eta} = \frac{150 \text{ ft}}{11} = 13.6 \text{ ft} \quad (\text{for } h_1 = 150 \text{ ft})$$

$$= \frac{100 \text{ ft}}{11} = 9 \text{ ft} \quad (\text{for } h_1 = 100 \text{ ft})$$

يشير المثال السابق إلى أنه كلما ازداد ارتفاع الهوائي توسع الفاصل. يكون ارتفاع الهوائي h المستخدم في المعادلة 1-2-6 عادة هو الارتفاع الفعال للهوائي، وهذا يعني بالرغم من أن ارتفاع الهوائي الحقيقي هو 30 م (100 قدم) فإن الارتفاع الفعال الأدنى للهوائي يمكن أن يكون أطول أو أقصر من الطول الحقيقي وفقاً لآكفة تساوي التضاريس بين محطة القاعدة والوحدة المتنقلة في الزمن الحقيقي. وضع الارتفاع الفعال الأدنى للهوائي في الفصل 4-2.

من أجل ارتفاع حقيقي للهوائي مقداره 30 م (100 قدم) كان الفاصل المطلوب بين هوائي استقبال لحالة الجانب المعترض هو 3 م (9 قدم) على أساس  $\eta = 11$ . بما أن درجة تقليل الخسوف باستخدام التنوع تعتمد على الارتفاع الفعال للهوائين

والفاصل بينهما وليس على الارتفاع الحقيقي لها فقد وجد أنه عندما يكون الارتفاع الفعال للهوائي منخفضاً وليكن 15 م (50 قدم) والفاصل يبقى نفسه 3 م (9 قدم) فإن  $5.5 = \eta$  تكافئ معامل الارتباط  $\rho$  ويتبين من منحنى الشكل 4-6 أن  $\rho = 0.4$ ، وكلما صغر معامل الارتباط كلما تحسن أداء التنوع. في الحقيقة عندما ينخفض الارتفاع الفعال للهوائي تنخفض سوية إشارة الاستقبال، مثال ذلك يمكن إيجاد انخفاض سوية الاستقبال لارتفاع فعال للهوائي 15 م (50 قدم) بالمقارنة مع الارتفاع الحقيقي للهوائي 30 م (100 قدم) من المعادلة 2-21 على الشكل:

$$\text{رياح ارتفاع الهوائي} = 20 \text{ لث} \quad 6 = 50 / 100 \quad \text{ديسيل (خسارة)}.$$

في هذه الحالة تنخفض الإشارة بمقدار 6 ديسيبل ولكن فائدة التنوع تتحسن عندما تنقص  $p$  من 7، إلى 4. (انظر الشكل 5-6). من ناحية أخرى إذا ازداد الارتفاع الفعال للهوائي إلى 60 م (200 قدم) عندئذ يتج ربح ارتفاع هوائي مقداره:

$$\text{رياح ارتفاع الهوائي} = 20 \text{ لث} \quad 6 = 100 / 200 \quad \text{ديسيل (ربح)}.$$

في هذه الحالة تصبح قيمة  $\eta$

$$\eta = \frac{200}{9} = 22$$

يمكن الحصول على معامل الارتباط  $p$  لقيمة  $\eta = 22$  من الشكل (4-6) وهي  $0.9 = \rho$  والتي تقلل تحسن التنوع.

لهذا عندما يزداد الارتفاع الفعال للهوائي يزداد ربح ارتفاع الهوائي ويزداد معه معامل الارتباط، أي تقل فائدة التنوع، وبهذا فإن الارتفاع الفعال للهوائي وفائدة التنوع الفراغي يساعدان أحدهما الآخر في الحقيقة.

في الحالة المباشرة ( $\alpha = 90^\circ$ ) تكون قيمة  $\eta = 1$  لمعامل ارتباط 0.7 (انظر الشكل 4-6) وهذا يعني أن الفاصل المطلوب بين هوائى الاستقبال هونفس ارتفاع الهوائي فإذا كان ارتفاع الهوائي 30 م (100 قدم) فإن الفاصل هو 100 قدم أيضاً. في الحقيقة يستحيل تحقيق فاصل 100 قدم بين هوائى استقبال بارتفاع 100 قدم. سيشرح الفصل 3-6 تشكيلات الهوائيات عملياً.

### 2-6-3 الاعتدال على التردد

عند تصميم وحساب مبادعة الهوائيات من أجل التنوع الفراغي في بيئة الراديو تستخدم نفس المنحنيات التجريبية المستخلصة للتردد 850 م هـ والمبينة في الشكل (4-6) لإيجاد فاصل الهوائي لترددات أخرى.

$$d' = d \left( \frac{850}{f'} \right) \quad 2-2-6$$

حيث  $f'$  التردد بالمegahرتز. هذه العلاقة صحيحة من أجل  $f \geq 30$  م هـ. إذا كانت  $f'$  هي 85 م هـ فإن مبادعة الهوائي المطلوبة  $d'$  تبلغ 10 مرات أكبر من مبادعة الهوائي المطلوبة  $d$  عند تردد 850 م هـ. فإذا كانت  $d$  هي 3 م (9 قدم) فإن  $d'$  تبلغ 30 م (90 قدم) وهي غير عملية كما هو واضح. لهذا فإن التنوع الفراغي لا ينصح به عند الترددات المنخفضة وخاصة عند محطة القاعدة لأن الفاصل الفيزيائي بين الهوائيين يصبح كبيراً بصورة غير عملية. عند المستقبل المتنقل يكون فاصل الهوائي المطلوب حوالي نصف طول الموجة وسيشرح ذلك في الفصل 7.

### 2-6-3 تشكيلات الهوائيات

تفصل هوائيات الإرسال والاستقبال فيزيائياً عن بعضها لتأمين عزل إضافي، بالرغم من أن نطاق الإرسال ونطاق الاستقبال بعيدان جداً عن بعضهما. وسوف يركز هذا الفصل على الهوائي الموجه وتشكيلة الهوائي المائل وتشكيلة التنوع.

### 2-6-1 الهوائيات الموجهة

بالإضافة إلى استخدام نطاق العزل الترددي والفاصل الفراغي الفيزيائي لتخفيض تداخل الإشارة يمكن استخدام الهوائي الموجه لحذف التلوث الإشعاعي غير الضروري من مناطق معينة. في النظام الخلوي تستخدم الخلايا المجزأة المبينة في الشكل 5-16 لتخفيض تداخل القناة الواحدة. يمكن أن تتشكل كل خلية مجزأة

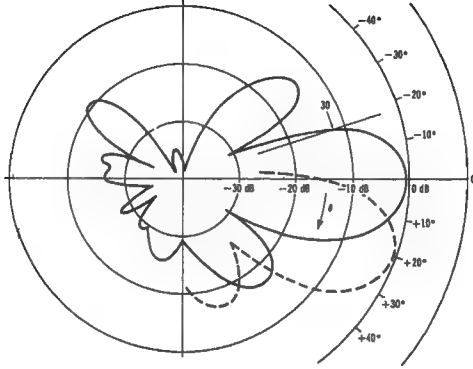


باستخدام ثلاثة هوائيات موجهة في موقع كل خلية، يمكن أن يخفف تداخل القناة الواحدة بأكثر من النصف لأن هذا التداخل يأتي من الخلايا الخلفية فقط وليس من الخلايا الأمامية. في معظم الحالات تستخدم الهوائيات غير الموجهة. يجب أن تكون تغطية شدة الإشارة من هوائي غير موجه دائرية الشكل منتظمة إذا كانت الأرض منبسطة تماماً. إلا أنه في الحقيقة يصبح شكل التغطية دائماً دائرة متشوهة لأن الأرض ليست مستوية. في منطقة التلال يمكن أن تكون تغطية هوائي غير موجه على شكل يشبه شكل نجمة بحر غير منتظم. يمكن أن تكون القدرة المرسلة في بعض الاتجاهات مكثفة بحيث تسبب تداخلاً شديداً. عندئذ يمكن استخدام الهوائي الموجه لحذف القدرة المرسلة في بعض الاتجاهات وزيادتها في اتجاهات أخرى. في أنظمة الخلايا ذات الهوائيات غير الموجهة وبالرغم من استخدام هوائيات غير موجهة في معظم الأحيان (هوائي واحد لكل موقع خلية) فإنه يمكن استخدام هوائيات موجهة في خلايا معينة لضبط شكل التغطية لهذه الخلايا.

## 2-3-6 تشكيلة الهوائي المائل

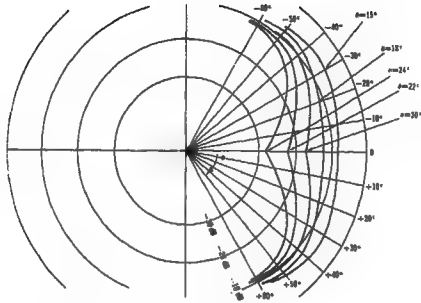
لكي تقع الإشارة في منطقة تغطية الخلية الخاصة بها ويقل تداخلها في الخلايا الأخرى ذات القناة الواحدة من المفيد إمالة نمط حزمة اشعاع الهوائي الموجه إلى أسفل بزاوية معينة. يبين الشكل 6-6 هوائياً نموذجياً ذا نمط اشعاع شاقولي. عندما يميل نمط الاشعاع إلى أسفل تضحل شدة الحقل المستقبل بوحدة متقلبة بعيدة. عندما يميل نمط الاشعاع الشاقولي للهوائي بزاوية معينة تتشكل سنة (ثلمة) (Notch) في مركز نمط الاشعاع الأفقي، يبين الشكل 7-6 نمط الاشعاع الأفقي للهوائي. تصبح الثلمة أكبر كلما ازدادت زاوية الميل. يمكن استخدام هذه الثلمة لتخفيض التداخل بفعالية في خلايا القناة الواحدة كما هو مبين في الشكل 8-6

تحسن نسبة متوسط الإشارة إلى التداخل في منطقة خلية تداخل تم التداخل عليها هوائي خلية خدمة تم تحسينه بإمالة نمط ريش الهوائي إلى أسفل بمقدار معلوم تقلل خسارة محدودة في ريش الهوائي في بعض أجزاء خلية الخدمة مقابل تحقيق زيادة نسبة متوسط الإشارة إلى التداخل في منطقة التداخل للخلية. وأكثر من هذا يميل

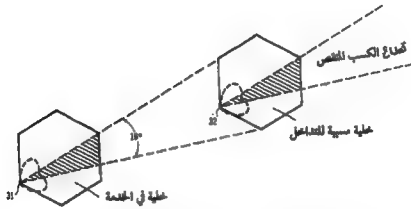


الشكل 6-6 نمط شاقولي نموذجي لهوائي موجة

نمط ربح الهوائي الموجه إلى الأسفل بمقدار كاف لتشكيل ثلثة في النمط الأفقي . تتميز مثل هذه الثلثة بقطاع ذي شدة حقل مخفضة كما هو مبين في الشكل 8-6 . يمتاز هذا القطاع خلية تداخل القناة الواحدة القريبة مخفضاً الاستقبال من تلك الخلية ومخفضاً أيضاً إرسال التداخل من خلية الخدمة لتلك الخلية ذات القناة الواحدة . سوف تزداد إذا أمالة الأنماط الاشعاعية للهوائيات في مواقع الخلايا الأخرى إلى الأسفل وهذا يعني أن درجة امالة النمط الاشعاعي للهوائي في كل خلية يجب أن ينتقى بشكل خاص لزيادة تخفيض تداخل القناة الواحدة في النظام بغض النظر عن استخدامه كهوائي موجة لوحده . يجب توخي الحذر فيما إذا كان الشعاع الشاقولي للشكل 6-6 ضيقاً جداً فإن نظام الأمالة يمكن أن لا يعمل .



الشكل 7-6 اثر الثلثة على النمط الأفقي المبين بزوايا ميل كبيرة



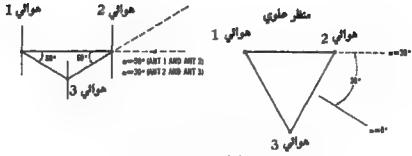
الشكل 8-6 تخفيض تداخل القناة الواحدة بخلق ثلثة في النمط

### 3-3-6 تشكيلة هوائيات التنوع

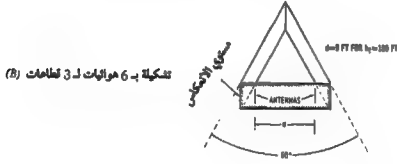
تعد تشكيلة هوائيات التنوع مهمة جداً في تصميم النظام . وكما ذكر في الفصل 2-6 لتصل إلى نفس الدرجة من فائدة التنوع تكون متطلبات الفاصل من أجل  $\alpha = 0^\circ$  أقل بكثير مما هي من أجل  $\alpha = 90^\circ$  إلا أن الوحدة المتنقلة تسير حول محطة القاعدة بدون تحديد لأي اتجاه ( $\alpha$ ) ، أي  $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$  عند  $\alpha = 90^\circ$  يكون الفاصل المطلوب مساوياً لارتفاع الهوائي من أجل معامل ارتباط 0.7 لذلك يقترح تشكيلة مثلث من ثلاثة هوائيات غير موجهة كما في الشكل 9-6 أ للتغلب على صعوبة  $\alpha = 90^\circ$  . عندئذ يستطيع المضام أن يتتبع دوماً اشارتين من ثلاث اشارات مستقبلية للتنوع أو أن يشكل تنوعاً بثلاث فرعات . وبهذا الترتيب لا تحدث الحالة  $\alpha = 90^\circ$  مطلقاً . والحالة الأسوأ عندما تكون  $\alpha = 60^\circ$  . يبين الشكل 4-6 أن منحنى  $\alpha = 60^\circ$  أقرب كثيراً لحالة  $\alpha = 0^\circ$  منه لحالة  $\alpha = 90^\circ$  . يمكن استخدام حالة  $\alpha = 0^\circ$  لأغراض التصميم . إذا استخلمت خلية بثلاثة قطاعات تكون تشكيلة الهوائي كما هو مبين في الشكل 9-6 ب . تكون الحالة الأسوأ في هذه التشكيلة أيضاً عند  $\alpha = 60^\circ$  ولهذا تبين الأشكال 9-6 أ ، 9-6 ب تشكيلات لتجنب الحالة  $\alpha = 90^\circ$

### تشكيلات هوائيتين غير موجهتين

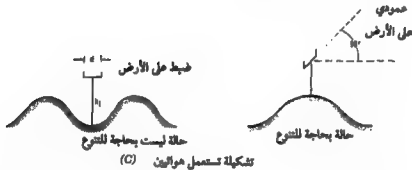
تم استعراض شروط الارتفاع الفعال للهوائي في الفصل 4-2 . إذا وجد اتجاه معين في محطة القاعدة بحيث يكون ارتفاع الهوائي فيه يظهر رباعياً أعلى للارتفاع الفعال للهوائي عندئذ لا حاجة لربيع التنوع لاستقبال إشارة قوية من المرسل المتنقل في ذلك الاتجاه . يمكن وضع هوائي استقبال محطة القاعدة على استقامة في ذلك الاتجاه بفواصل مطابق لحالة  $\alpha = 0^\circ$  . يظهر هذا التوضيح في الشكل 9-6 ج . مثال ذلك إذا كان التردد العامل 850 م هـ وارتفاع الهوائي 30 م (100 قدم) يكون الفاصل 9 قدم في حالة  $\alpha = 0^\circ$  . يعتمد توجيه الهوائيتين على شكل التضاريس كما هو مبين في الشكل 9-6 ج . لا يحتاج أحد الأنواع من شكل التضاريس إلى تنوع الهوائيات بينما يحتاج النوع الثاني من شكل التضاريس إلى التنوع . إذا كان شكل التضاريس المحيطة بمحطة القاعدة بحيث لا يمكن تجنب الحالة  $\alpha = 90^\circ$  عندئذ يجب استخدام تشكيلة الهوائيات الثلاثة المبينة في الشكل 9-6 ب .



تشكيلة تستعمل 3 هوائيات (A)



تشكيلة بـ 6 هوائيات لـ 3 قطاعات (B)



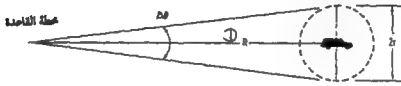
تشكيلة تستعمل هوائين (C)

الشكل 9-6 ترتيب هوائيات محطة القاعدة من أجل انظمة التنوع الفراضي

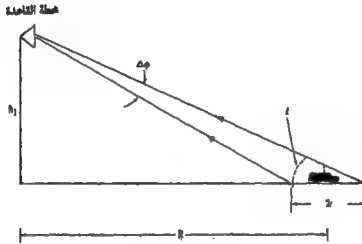
#### 4-3-6 تعليقات على الفصل الشاقولي

يعتبر الفصل الشاقولي لهوائي تنوع مفهوماً مشجعاً، أولاً من الأسهل فصل الهوائين شاقولياً من فصلهما أفقياً على سارية الهوائي. ثانياً بالفصل الشاقولي يمكن تجنب تعقيدات الفصل الافقي المذكورة سابقاً لزوايا مختلفة  $\alpha$  تجاه موقع الوحدة

المتنقلة. ولكن لسوء الحظ إن أداء تنوع الفصل الشاقولي ضعيف جداً بحيث لا يشجع على استخدامه. وذلك لأن الارتباط بين الاشارتين المستقبلتين من هوائي محطة القاعدة المفصولين بمسافة ثابتة يزداد مع ازدياد المسافة بصورة أسرع بكثير في المباعدة الشاقولية عنه في المباعدة الأفقية. وسبب ذلك أن الإشارة في المستوى الأفقي تصل إلى محطة القاعدة ضمن زاوية  $\Delta\theta$  تعطي بالعلاقة (انظر الشكل 10-6 أ).



(A) مستوي أفقي



(B) مستوي رأسي

الشكل 10-6 الزوايا الشاقولية والأفقية لمنطقة التناثر المشاهدة من محطة القاعدة

$$\Delta\theta \approx \frac{2r}{D} \quad 1-3-6$$

حيث  $D$  هي المسافة بين محطة القاعدة والوحدة المتنقلة  $r$  هي نصف قطر النواثر الفعالة المحيطة بالوحدة المتنقلة. وردت المعادلة 1-3-6 في الفصل 7-4. إلا أن

الاشارة التي تصل إلى هوائي محطة القاعدة ( $h_1$ ) من المرسل المتنقل ضمن زاوية  $\phi$  (انظر الشكل 10-6 ب) محددة بالعلاقة:

$$\Delta\phi = \frac{2r\left(\frac{h_1}{D}\right)}{\sqrt{D^2 + h_1^2}} = \frac{2rh_1}{D^2} \quad 2-3-6$$

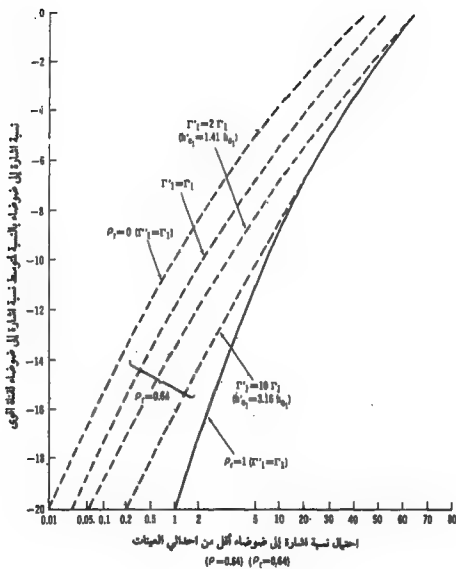
بما أن  $\tau$  أقل بكثير من  $D$  ومقارنة المعادلة 1-3-6 مع أن: المعادلة 2-3-6 نحصل على:

$$\Delta\theta \gg \Delta\phi \quad 3-3-6$$

يجب أن يكون الفاصل الشاقولي بين هوائي محطة القاعدة أكبر بكثير من الفاصل الأفقي لكي نحصل على نفس معامل الارتباط لفرعي الاستقبال. وكذلك عندما يصبح الارتفاع الفعال للهوائي في محطة القاعدة أقصر بكثير من ارتفاعه الحقيقي فإن الإشارة المستقبلة في القاعدة تكون أضعف. عندما تحدث هذه الحالة يجب استخدام أنظمة التنوع. ومع ذلك يكون الفرق في ربح الاستقبال  $\Delta G$  بين هوائين مفصولين شاقولياً نصباً في محطة القاعدة هو:

$$\begin{aligned} \Delta G &= 20 \log_{10} \frac{h_{e1}'}{h_{e1}} = 20 \log_{10} \frac{(h_1 + s) - \Delta h}{h_1 - \Delta h} \\ &= 20 \log_{10} \left[ 1 + \frac{s}{h - \Delta h} \right] \end{aligned} \quad 4-3-6$$

حيث  $h_{e1}'$ ،  $h_{e1}$  هما الارتفاعان الفعالان للهوائيين الشاقولين. الفاصل الشاقولي هو  $\Delta h$  هو الفرق في الارتفاع بين الارتفاع الحقيقي للهوائي والارتفاع الفعال له. يمكن أن يكون فرق الارتفاع  $\Delta h$  ذا قيمة موجبة أو سالبة. عندما تكون قيمة  $\Delta h$  موجبة يكون الارتفاع الفعال للهوائي أقصر من ارتفاعه الحقيقي. إذا كان الفاصل والارتفاع الفعال للهوائي السفلي  $\Delta h$  متساويين فإن الفرق في الربح بين الهوائي العلوي والسفلي هو 6 ديسيبل. تتلاشى فائدة التنوع عادة في تقليل



الشكل 11-6 تأثير الأداء على فروع غير متساوية لمعامل ارتباط 64 % .



الحفوت إذا زاد الفرق بين سويتي الاشارة عن 4 ديسيل . بين الشكل 6-11 فائدة استخدام التنوع مع سويات مختلفة من الاشارة المستقبلية . تأتي اكبر فائدة لاستخدام التنوع عندما تكون سويتا الاشارتين المستقبلتين متساويتين . تقل فائدة التنوع (الريح) مع ازدياد الفرق بين سويتي الاشارتين المستقبلتين . توجد فائدة قليلة في حالة  $10\Gamma = \Gamma^*$  حيث  $\Gamma^*$  هما نسبتا الاشارة إلى الضجيج للفرعتين على التوالي ، عندما يزداد الفرق في الارتفاع  $\Delta h$  يصبح الارتفاع الفعال للهوائي أقصر بكثير من ارتفاعه الحقيقي . ويكون الاستقبال في محطة القاعدة ضعيفاً ويحتاج إلى ربح أكبر في التنوع لمساعدته . ومع هذا تبين المعادلة 6-3-4 أنه بازياد  $\Delta h$  تصبح  $\Delta G$  أكبر ويقل ربح التنوع ، لهذا في ترتيب الهوائيات المتباعدة شاقولياً عندما تحل إشارة الاستقبال ربحاً كبيراً في التنوع فإنه لا يمكن دائماً زيادة ربح التنوع هذا كما خطط له . تشير الملاحظات السابقة إلى سيئات الهوائيات الباعدة عمودياً بفواصل كبيرة . عندما تكون فائدة التنوع قليلة (غير ملحوظة) فمن الأفضل أن نترك هوائياً واحداً بربح عالٍ للاستقبال إذا لم يكن التداخل مهماً .

### 5-3-6 الاعتبارات الفيزيائية في الفصل الأفقي

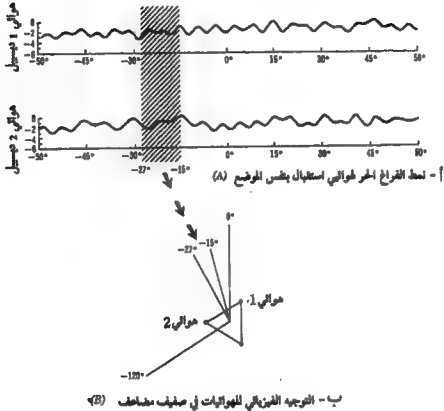
يمكن أن يتحدد فاصل الهوائي بالاستناد إلى المعلمة  $\eta = 11$  المذكورة في الفصل 2-2-6

$$\eta = \frac{h}{d} = 11 \quad 5-3-6$$

حيث  $h$  هو ارتفاع الهوائي ،  $d$  هو الفاصل الأفقي . إذا كانت  $h$  تساوي 100 قدم فإن  $d$  تساوي 9 قدم ، وإذا كانت  $h$  تساوي 50 قدم فإن  $d$  تساوي 4,5 قدم . ومع ذلك فإن الفاصل الفيزيائي بمقدار 4,5 قدم يمكن أن يسبب أثراً موجياً شديداً على النمطين الاشعاعيين هوائيين محطة القاعدة وفقاً لطول الهوائي . يكون الطول الحقيقي للهوائي بربح 9 ديسيل (بالنسبة للهوائي ثنائي الاقطاب) أربعة أمثال طول الموجة . عند تردد 850 م ه يكون أربعة أمثال طول الموجة مساوياً إلى 4 أقدام . عندئذ تكون مسافة الحقل البعيد لهذا الهوائي هي :

$$D \approx \frac{2L^2}{\lambda} = \frac{2 \times (4 \text{ ft})^2}{1 \text{ ft}} = 32 \text{ ft}$$

6-3-6



الشكل 12-6 انماط اشعاعية في الفراغ لهوائي استقبال في تشكيل صيف مضاعف للهوائيات .

إذا فصلنا هوائيين طول كل منهما 4 أقدام بمسافة 9 أقدام فقط فإن أحد الهوائيين يقع ضمن الحقل القريب للهوائي الآخر ويسبب أثراً تموجياً . يتغير النمطان الاشعاعيان للهوائيين بالأثر التموجي المبين في الشكل 12-6 . يظهر الأثر التموجي أيضاً عند استخدام ثلاثة هوائيات في تشكيلة المثلث بفواصل 9 قدم عند التردد العامل 850 م هـ . ويبلغ اختلاف التموج بمقدار  $1 \pm$  ديسيبل . يمكن

أن يبلغ الفرق بين نمطي اشعاع متموجين عند أي زاوية بالأفق  $\pm 2$  ديسيل عند مقارنتها بنمطي اشعاع الهوائيين. بيا أن اشارتي التنوع تستقبلان بفارق يقل عن 2 ديسيل (معظم الوقت) فإن ربح التنوع يبقى عمقاً كما هو مبين في الشكل 11-6. إذا كان فاصل الهوائي 4,5 قدم يكون حدوث الأثر التموجي أشد على نمطي اشعاع الهوائيين وتقل بذلك فائدة استخدام التنوع.

#### 4-6 بيئة الضجيج

يشكل الضجيج الصناعي في محطة القاعدة سوية الضجيج في نسبة الاشارة إلى الضجيج في الاستقبال في محطة القاعدة. سيدرس نوعان من الضجيج الصناعي : ضجيج محرك الآلية وضجيج المعامل الصناعية، في بيئة الراديو المتنقل يكون ضجيج محرك الآلية هو الغالب وتعتبر فعاليات توليد الطاقة مصدر ضجيج من الدرجة الثانية. أما الأجهزة الصناعية فهي مصدر ضجيج من الدرجة الثالثة. أما مصادر الضجيج الأخرى، كالمنتجات الاستهلاكية وأنظمة الانارة والأجهزة الطبية والقطارات وال عربات الكهربائية فهي ذات ضجيج منخفض ويمكن إهماله.

#### 4-6-1 ضجيج محرك الآلية

يعتبر نظام اشتعال محركات البنزين مصدراً للجهود والتيارات الكهربائية العالية التي تعمل باستمرار خلال تشغيل العربة. يعتبر الإشعاع الناتج عن الجهود والتيارات النبضية العالية في الكوابل وعند نقاط دارات الاشتعال المتقطعة المصدر الرئيسي لضجيج محرك الآلية الراديوي.

عند محطة القاعدة يكون الهوائي عادة على بعد 36 م (120 قدم) أو أكثر من مصدر ضجيج اشتعال المحرك (انظر الشكل 13-6) مما يجعل سوية الضجيج المستقبلية للقاط محطة القاعدة أقل من سويتها عند مستوي الشارع والمستقبلية بلاقط الوحدة المتحركة. تتساوى تقريباً سويات ضجيج الاشتعال من أنظمة الاشتعال للوحدة المتحركة نفسها ومن الوحدات المتحركة الأخرى (سيظهر تفسير ذلك في الفصل 6-7). لفترض أن سوية ضجيج الاشتعال عند الوحدة المتحركة ينتج عن عدد M من أنظمة



الاشتعال (تتضمن ما يخصها والوحدات المتنقلة المحيطة بها) وعلى مسافة وسطية  $d_1$  منها إلى الوحدات المتنقلة المحيطة بها ولنفترض أن سوية ضجيج الاشتعال عند هوائي محطة القاعدة ينتج عن عدد  $N$  من أنظمة اشتعال العربات المحيطة بها وعلى مسافة وسطية  $d_2$  منها إلى الوحدات المتنقلة المحيطة بها. بما أن ارتفاع هوائي محطة القاعدة 33 م (100 قدم) أو أكثر فهو يستقبل سوية ضجيج اشتعال من عدد كبير من أنظمة اشتعال العربات بسبب ارتفاعه وليكن العدد  $N$  أكبر من العدد  $M$  بحيث

$$N = 10M$$

وكذلك أيضاً تكون المسافة  $d_2$  أكبر من المسافة  $d_1$  (انظر الشكل 13-6). وتكون سوية الضجيج متناسبة عكسياً مع مربع المسافات، ويكون الفرق في سوية الضجيج  $\Delta N$  بين استقبال محطة القاعدة واستقبال الوحدة المتنقلة هو:

$$\Delta N = 10 \log_{10} \left[ \frac{N}{M} \left( \frac{d_1}{d_2} \right)^2 \right] = 10 \log_{10} \left[ 10 \left( \frac{30 \text{ ft}}{120 \text{ ft}} \right)^2 \right] = -2 \text{ dB} \quad 14-6$$

عندما يعرف متوسط سوية ضجيج الاشتعال عند لاقط الوحدة المتنقلة في منطقة معينة (انظر الفصل 4-7) فإن سوية الضجيج عند لاقط محطة القاعدة يكون أقل بحوالي 2-1 ديسيبل لأن هوائيه يتوضع بعيداً عن مصادر ضجيج الاشتعال.

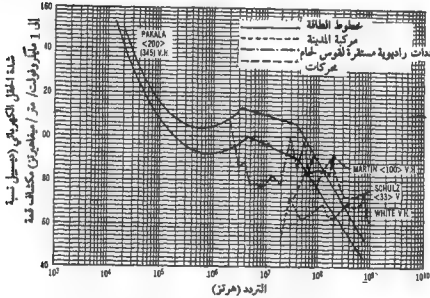
#### 2-4-6 ضجيج خطوط الطاقة والضجيج الصناعي

ينشأ الضجيج الراديوي ضمن المدى الطيفي من تردد التوليد الأساسي 50 هـ أو 60 هـ إلى مدى الترددات فوق العالية. يتغلب ضجيج خطوط القدرة عند الترددات المنخفضة كما هو مبين في الشكل 14-6. يبين شدة الحقل الكهربائية بالديسيبل منسوبة إلى 1 ميكرو فولط / م / هـ على المحور  $y$ . تحسب شدة الضجيج الصناعي كالتالي. مثال ذلك عند تردد / 100 م هـ تكون السوية العالية لضجيج خط الطاقة (345 ك ف) على بعد 65 م (200 قدم) هو 90 ديسيبل ميكرو فولط / م / هـ أو 110 ديسيبل ميكرو فولط / م عند 100 م هـ. بتغيير ذلك إلى مقياس قدره مع مقاومه 50 اوم تصبح شدة الحقل

$$\rho = \frac{E^2}{R} \text{ watts/m}^2 \quad 2-4-6$$

حيث يعبر عن  $E$  بالفولط / م. وتصبح شدة الحقل 0 ديسيبل ميكروفولط كما يلي:

$$\begin{aligned} 0 \text{ dB}\mu\text{v} &= 20 \log \frac{1 \mu\text{v/m}}{1 \mu\text{v/m}} \\ &\Rightarrow 10 \log \frac{10^{-10} \text{ mw/m}^2}{1 \text{ mw/m}^2} = -107 \text{ dBm} \end{aligned} \quad 3-4-6$$



الشكل 14-6 شدة الحقل الكهربائي (كشف ذروة) ومنايع الضجيج الراديوي الصناعي (من المرجع 6).

عندئذ تكون شدة الحقل 110 ديسيبل ميكروفولط مكافئة إلى 3 ديسيبل م (3 dBm) يمكن إيجاد القدرة المستقبلية من العلاقة:

$$P = \rho \times A_{ep} \quad 4-4-6$$

حيث  $A_e$  الفتحة (النافذة) الفعالة للهوائي . من أجل هوائي استقبال ثنائي الأقطاب تكون فتحته  $0.13 \lambda^2$  ، وعند 1 جـ هـ يكون طول الموجة 0.3 م (1 قدم) وتصبح سوية الضجيج الصناعي عندئذٍ:

$$P = 3 \text{ dBm} + 10 \log_{10} [0.13 \times (0.3)^2]$$

$$= 3 \text{ dBm} - 19 \text{ dB} = -16 \text{ dBm}$$

وهذه سوية ضجيج مرتفعة جداً، أعلى من ضجيج الاشتعال. عند انتقاء منطقة محطة القاعدة يجب الأخذ بعين الاعتبار ما يحيط بها. وكما في الشكل 14-6 يتغلب ضجيج اللحام القوسي عند نطاق التردد من 100 م هـ إلى 16 جـ هـ أو حتى أعلى من ذلك مقياساً على بعد 30 م (100 قدم). وهو يسبب أيضاً سوية ضجيج 90 ديسيبل ميكرو فولط/م / م هـ أي نفس ضجيج خط القدرة عند 100 م هـ.

يمكن تجميع البيانات عن ضجيج اشتعال المحركات احصائياً بحساب عدد العربات التي تمر في المنطقة (انظر الفصل 6-7). ومع ذلك يمكن أن يكون ضجيج خطوط القدرة والضجيج الصناعي مشكلة فقط إذا توضع محطة القاعدة في منطقة فيها مصانع وخطوط قدرة. إحدى طرق تجنب كل الضجيج هي زيادة ارتفاع الهوائي وهذا بالطبع يخلق اعتبارات أخرى مثل التكلفة والمصادقة على المناطق. إن التضييق من سوية الضجيج في أي منطقة قبل اقرار تركيب محطة القاعدة أمر حاسم جداً.

## 5-6 تحويلات القدرة وشدة الحقل .

تدهي شدة الإشارة عند الاستقبال بشدة الإشارة وتقاس بـ (dBm) أو (dBμ) . يطلب أن تكون شدة الحامل أعلى ما يمكن بقدرة إشعاع مكافئة مرسله محدودة. القدرة الإشعاعية المكافئة هي القدرة المرسله من هوائي غير موجه. يمكن للتصميم الجيد للهوائي الأرسال في منطقة الخلية أن يؤمن استقبالا جيداً. مثال ذلك يمكن أن يؤثر التنوع الفراغي للهوائيات في منطقة الخلية تقليل الخفوت متعدد المسارات وتحسن الاستقبال مثلها ذكر في الفصل 2-6 .

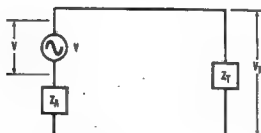
تعتمد سوية الضجيج فقط على البيئة واللائظ في طرف الاستقبال، في بيئة الراديو المتنقل تتغلب عادة سوية ضجيج البيئة الصناعية. يمكن حساب سوية الضجيج (مقاسة بـ dBm أو dBμ) من معادلات الفصل 4-6. يمكن الحصول على نسبة الحامل إلى الضجيج (C/N) من:

$$1-5-6 \quad C/N \text{ (بالديسيبل)} = \text{سوية شدة الحامل (dBm)} - \text{سوية الضجيج (dBm)}$$

$$= \text{سوية شدة الحامل (dBμ)} - \text{سوية الضجيج (dBμ)}$$

1-5-6 التحويل بين dBμ و dBm في تقديم القدرة.

تقاس شدة الحامل (أو شدة الإشارة) أو سوية الضجيج في بعض الأحيان بالديسيبل بالنسبة إلى 1 ميلي واط/م<sup>2</sup> وتعطى الوحدة dBm (ديسيبل م) وفي بعض الأحيان تقاس بالديسيبل بالنسبة إلى 1 ميكروولت/م وتعطى الوحدة dBμ (ديسيبل μ). إذا قيس شدة الحامل بالديسيبل م وسوية الضجيج بالديسيبل μ فيجب تحويل الوحدات المقاسة قبل تطبيق المعادلة 1-5-6. يمكن استخدام مخطط الدائرة المبين في الشكل 15-6. لحسابات التحويل:



$$Z_A = R_A + jX_A$$

$$Z_T = R_T + jX_T$$

الشكل 15-6 دائرة مستخدمة لحساب القدرة المقدمة.

في الشكل: أن  $Z_T$  هي عمانة الحمل بالأوم  $Z_T = R_T + jX_T$  أن  $Z_A$  هي عمانة الهوائي بالأوم  $Z_A = R_A + jX_A$ . هناك حالتان للدراسة:



1- يمكن التعبير عن كثافة القدرة العظمى المستقبلية من قوة محرقة كهربائية  
معرضة بواسطة موجة مارة بالعلاقة :

$$\rho_m = \frac{V^2}{4R_A} \quad 2-5-6$$

بشرط أن تكون :

$$R_A = R_T$$

$$Z_T = -Z_A$$

يمكن إيجاد المعادلة 2-5-6 من كتب الدارات. لنفترض أن  $V = 1 \mu v$  أي 0 ديسيبيل  $\mu$  و  $R_A = 50$ . بتعويض هذه الأرقام في المعادلة 2-5-6 تكون  
القدرة المستقبلية العظمى هي :

$$\rho_m = \frac{V^2}{4R_A} = \frac{(10^{-6})^2}{4 \times 50} = 5 \times 10^{-15} \text{ watts/m}^2$$

أو

$$\rho_m (\text{in dBm}) = 10 \log (5 \times 10^{-15}) = -143 \text{ dBw} = -113 \text{ dBm}$$

$$1 \mu v/m \leftrightarrow 5 \times 10^{-12} \text{ milliwatts/m}^2 \quad \text{وتكون العلاقة}$$

أو

$$0 \text{ dB}\mu \leftrightarrow -113 \text{ dBm}$$

2- تكون كثافة القدرة المقدمة للحمل هي :

$$\rho_r = \frac{V_T^2}{R_T} \quad 3-5-6$$

إذا كانت  $V_T = 1 \mu v/m$  و  $R_T = 50$  تكون كثافة القدرة المقدمة

للحمل هي

$$\rho_r = \frac{V_T^2}{R_T} = \frac{(10^{-6})^2}{50} = 2 \times 10^{-14} \text{ watt}$$

أو

$$\begin{aligned} p_r (\text{in dBm}) &= 10 \log (2 \times 10^{-14}) = -137 \text{ dBm} \\ &= 10 \log (2 \times 10^{-11}) = -107 \text{ dBm} \end{aligned}$$

وتكون العلاقة :

$$1 \mu\text{W/m} \leftrightarrow 2 \times 10^{-11} \text{ milliwatts/m}^2$$

أو

$$0 \text{ dB}\mu \leftrightarrow -107 \text{ dBm}$$

هذه العلاقة شائعة الاستخدام عند التحويل.

مثال 1-6 : ما هي القيمة بالديسيبل م لسوية إستقبال (65) ديسيبل  $\mu$  ؟

$$65 \text{ dB}\mu - 107 \text{ dBm} = -42 \text{ dBm}$$

$$65 \text{ dB}\mu \leftrightarrow -42 \text{ dBm}$$

2-5-6 العلاقة بين شدة الحقل والقدرة المستقبلية :

تقاس شدة الحقل  $\rho$  بالميكرو فولط / م أو بالملي واط / م<sup>2</sup> . يمكن التعبير عن القدرة المستقبلية في هوائي الاستقبال بالعلاقة :

$$P = \rho \cdot A \quad 4-5-6$$

حيث A هي فتحة (نافذة) هوائي الاستقبال وتعطى بالعلاقة :

$$A = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \quad 5-5-6$$

حيث G هوريج هوائي الاستقبال،  $\lambda$  طول الموجة . عندئذ تكون العلاقة بين شدة الحقل والقدرة المستقبلية اما تلك التي اعطيت في المعادلة 4-5-6 ، أو كالآتي :

$$P = \rho \cdot \frac{G \cdot \lambda^2}{4\pi} \quad 6-5-6$$

إذا فالقدرة المستقبلية هي تابع لشدة الحقل وفتحة الهوائي كما هو مبين في المعادلة 6-5-6 ، أو تابع لشدة الحقل وطول الموجة كما هو مبين في المعادلة 6-5-6 .

### 3-5-6. علاقة تحويل بسيطة :

لتحويل شدة الحقل الى قدرة مستقبلية نفترض الورد ونوع الجس الذي يلتقط شدة الحقل والممانعة الطرفية المثلى. نستخدم في العادة نصف هوائى ثنائى الأقطاب طولها الفعال  $\lambda/2\pi$  وممانعته الطرفية المثلى 50 أوم وقد بينت دالته المكافئة في الشكل 15-6 .

إن استخدم الرمز  $\text{dB}\mu$  الشائع في الصناعة عبر إذ يجب أن يكتب على الشكل  $\text{dB}\mu\text{V/m}$  أو  $\text{dB}$  للاعلام أنه بالميكرو فولط/م ، وفي الوقت الحاضر يعنى  $\text{dB}\mu$  إما جهداً أو شدة حقل .

يمكن التعبير عن العلاقة بين شدة الحقل بالديسيبل  $\mu(\text{dB}\mu)$  والقدرة

بالديسيبل  $(\text{dBm})$  كالآتي :

$$0 \text{ dB}\mu (=) 10 \log \left[ \frac{(10^{-6})^2 (\lambda/\pi)^2}{4 \times R_A} \times 1000 \right] \text{dBm}$$

$$(\text{dB}\mu) = 10 \log \left[ 22.8 \times 10^{-7} \frac{1}{R_A \cdot f^2} \right] \text{dBm}$$

عند الورد 850 م هـ ،  $R_A = 50 \Omega$  يكون :

$$0 \text{ dB}\mu = -132 \text{ dBm}$$

$$39 \text{ dB}\mu = -93 \text{ dBm}$$

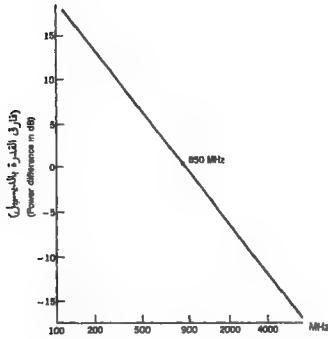
$$32 \text{ dB}\mu = -100 \text{ dBm}$$

عند اختلاف الورد أو استخدام نوع آخر من الجس ( $R_A = 50 \Omega$ ) :

$$0 \text{ dB}\mu = -132 \text{ dBm} - 20 \log \left( \frac{f}{850} \right) + G$$

حيث  $f$  الورد الجديد بالمegahرتز و  $G$  ربح الجس بالنسبة لثنائى الأقطاب

بالديسيبل . رُسمت هذه المعادلة في الشكل 16-6 مع ترددات مختلفة حيث  $G = 0$  .



الشكل 16-6 تحويل القدرة ل ترددات غير 850 م هـ

بعض التحليلات في حساب الديسيبل ( dB<sub>m</sub> ) :

لا يمكن اضافة واحداث الديسيبل ( dB<sub>m</sub> ) . ديسيبل + ديسيبل تعني  
تريم القدرة وهذا ليس له أي معنى فيزيائي .

$$10 \text{ dBm} + 10 \text{ dBm} \neq 20 \text{ dBm}$$

فهو لا تتبع القاعدة الحسابية . وليس لها أي معنى فيزيائي.  
انتبه لما يلي :

$$10 \text{ dBm} + 10 \text{ dB} = 20 \text{ dBm}$$

$$30 \text{ dBm} - 10 \text{ dB} = 20 \text{ dBm}$$

$$30 \text{ dB} + 10 \text{ dB} = 40 \text{ dB}$$

$$30 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 20 \text{ dB}$$

$$30 \text{ dBm} - 10 \text{ dBm} = 20 \text{ dB}$$

## REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., "Mobile Radio Signal Correlation versus Antenna Height and Spacing," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 25 (Aug. 1977): 290-292.
2. Lee, W. C. Y., "Studies of Base-Station Antenna Height Effects on Mobile Radio," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 29 (May 1980): 252-260.
3. Lee, W. C. Y., "Cellular Mobile Radiotelephone System Using Tilted Antenna Radiation Patterns" (U.S. Patent 4,249,181, Feb. 3, 1981).
4. Schwartz, M., W. R. Bennet, and Seymour Stein, *Communication Systems and Techniques* (McGraw-Hill 1966): 473.
5. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 154.
6. Skomal, E. N., "Man-made Radio Noise" (Van Nostrand Reinhold, 1978): 9.
7. Lee, W. C. Y., "The Decibel: A Confusing Issue" *Cellular Business*, March 1992, p. 32.



## 7 - معلمات التصميم في الوحدة المتنقلة

- 1-7 ارتفاعات الهوائيات والمباعدة بينها .
- 2-7 الوحدة المتنقلة في حالة الاستقرار والحركة .
- 3-7 العينات المستقلة ومعدل الاعتيان .
- 4-7 الهوائيات الموجهة مقابل خططات التنوع .
- 5-7 احتمادية التردد واستقلاليته .
- 6-7 بيئة الضجيج .
- 7-7 توصيلات الهوائي وتوضعه على الوحدة المتنقلة .





## 1-7 ارتفاعات الهوائيات والمباعدة بينها

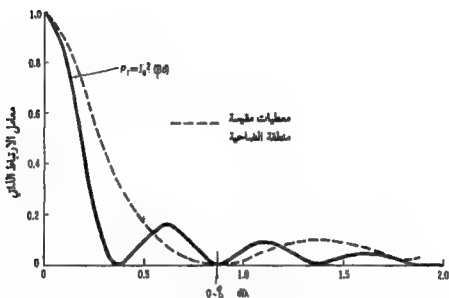
يفترض أن يكون ارتفاع الهوائي في الوحدة المتنقلة دائماً أخفض مما يحيط به وهذا هو الافتراض في نموذج الشكل 1-1. إذا كان هوائي الوحدة المتنقلة أعلى مما يحيط به فلا يمكن تسميته بهوائي متنقل، وقد درست هذه الحالة في الفصل السادس.

من أجل أغراض اعتبارات التصميم تدرس الحالة الأسوأ لخلفية الاستقبال في موقع الوحدة المتنقلة. والحالة الأسوأ هي عندما تسد الموجة المباشرة بين مرسل محطة القاعدة ومستقبل الوحدة المتنقلة بالأبنية والمنازل فيما بينها. وبهذا تصل الأمواج المتناثرة من 360° حول الوحدة المتنقلة ويمكن لشاريتين خافتتين أن يكونا أقل ارتباطاً بمباعدة صغيرة بين هوائي الوحدة المتنقلة. بهذا يتوضع هوائي التنوع الفراغي في الوحدة المتنقلة متقاربين بحدود 0.5 طول الموجة «انظر الفصل 3-4-1». تعتمد هذه المباعدة الصغيرة على ظاهرة أن معامل الارتباط  $\rho$  بين اشارتين خافتتين يكون أقل من 0.2 لتلك المباعدة عندما يكون ارتفاع الهوائي بحدود 3 م (10 قدم) فوق الأرض. مباعدة قدرها نصف طول الموجة لتردد 900 م هـ تكون حوالي 16 سم (6 أنش) وهو عملي جداً ليركب على سطح الوحدة المتنقلة. ومن جهة أخرى عند تردد 90 م هـ تكون مباعدة نصف طول الموجة 1.5 م (5 قدم) طولاً غير عملي إذا اتبعت نفس المناقشة التي تستخدم المعلمة  $\eta = h/d$  المبينة في المعادلة (1-2-6) فإن انخفاض ارتفاع الهوائي  $h$  يستدعي تصغير المباعدة  $d$ ، وهي صحيحة أيضاً في موقع هوائي الوحدة المتنقلة.

لا يمكن تطبيق الحسابات المستخدمة للحصول على متطلبات مباعدة هوائي محطة القاعدة المبينة في الشكل 4-6 في هذه الحالة. ان الفاصل المطلوب لهوائي مركب على سقف الوحدة المتنقلة ويؤمن ربيع تنوع هوائياً بحدود 0.5 إلى 0.8  $\lambda$  وذلك إذا كان ارتفاع الهوائي 3 م (10 قدم) أو أقل. يكون معامل الارتباط في هذه الحالة أقل من 0.2 (انظر الشكل 1-7). وهي قيمة مقبولة جداً لتطبيقات التنوع. عند تردد 850 م هـ يكون نصف طول الموجة 0.5 قدم. ولهذا تكون قيمة  $\eta$  لتطبيق التنوع في الوحدة المتنقلة هي:

$$\eta = \frac{h}{d} = \frac{10 \text{ ft}}{0.5 \text{ ft}} = 20 \quad \text{at } 850 \text{ MHz}$$

وهي التي استست على معامل الارتباط 0,2 ، ولهذا لا يمكن تطبيق الشكل 4-6 هنا .



الشكل 1-7 معامل الارتباط الذاتي مقابل المباعدة لتوزيع زاوي منتظم

بما أن الارتفاع الحقيقي لهوائي الوحدة المنتقلة هو دائماً في مدى 1,5 إلى 3 م (5 إلى 10 قدم) ومباعدة الهوائي هي دائماً 0,5λ. وتقاس بأطوال الموجة فإن تخفيض التردد يقلل قيمة η .

ان معامل الارتباط مستقل عن الريح الافراي للاشارة . إذا وجدت اشارتان  $s_1$  و  $s_2$  فإن معامل الارتباط  $\rho(\tau)$  لهاتين الاشارتين  $s_1(t)$  و  $s_2(t + \tau)$  هو:

$$\rho = \frac{\overline{s_1 s_2} - \overline{s_1} \overline{s_2}}{\sqrt{\overline{s_1^2} - \overline{s_1}^2} \sqrt{\overline{s_2^2} - \overline{s_2}^2}} \quad 1-1-7$$

بافتراض ان

$$s_1(t) = Ae_1(t) \quad 2-1-7$$

و

$$s_2(t + \tau) = Be_2(t + \tau) \quad 3-1-7$$

حيث،  $\overline{e_1^2(t)} = \overline{e_2^2(t)} = 1$ ، و  $A^2, B^2$  هما قيمتا ربح الاشارتين على التوالي بتعميوض المعادلة 2-1-7 والمعادلة 3-1-7 في المعادلة 1-1-7 يصبح معامل الارتباط:

$$\rho(\tau) = \frac{\overline{e_1 e_2} - \overline{e_1} \overline{e_2}}{\sqrt{\overline{e_1^2} - \overline{e_1}^2} \sqrt{\overline{e_2^2} - \overline{e_2}^2}} \quad 4-1-7$$

أي أن معامل الارتباط مستقل عن الريح . تدل المعادلة 4-1-7 إلى أن أي قيم للريح ستؤدي إلى نفس معامل الارتباط . لهذا عند الاهتمام بأداء تنوع مقبول يجب الأخذ بالحسبان ليس فقط معامل الارتباط بل الفرق بين ربحي الاشارتين أيضاً . إذا كان معامل الارتباط مقبولا إلا أن سويتي الاشارتين متساويتان ولكنها ضعيفتان أو أن سويتيها مختلفتان بأكثر من 4 ديسيبل (انظر الشكل 11-6) فإنه لا فائدة من التنوع . تبين المعطيات التجريبية أنه إذا كان كل من  $h_2$  و  $h_2'$  أقل من 3 م (10 قدم) تطبق عندئذ قاعدة ربح ارتفاع الهوائي 3 ديسيبل / الضعف (انظر الفصل 6-3-2) .

$$\text{gain (or loss)} = 10 \log_{10} \frac{h_2'}{h_2} \quad \text{الريح (أو الخسارة)} \quad 5-1-7$$

في موقع الوحدة المتنقلة يؤخذ في الحسبان الارتفاع الحقيقي للهوائي فقط . لا يوجد ارتفاع فعال لهوائي الوحدة المتنقلة . للتنبؤ عن خسارة المسار لا يحتاج ارتفاع هوائي الوحدة المتنقلة للضبط وفقاً لأشكال التضاريس .  
عندما يكون 10 قدم  $h_2 > 30$  قدم تستخدم المعادلة (29-3-2)

$$\text{gain (or loss)} = 2 h_2' \log_{10} \left( \frac{h_2'}{3 \text{ m}} \right) \quad \text{الريح (أو الخسارة)} \quad 6-1-7$$

إن العلاقة بين ارتفاعي هوائين متنفلين مختلفين  $h_2'$ ،  $h_2''$  هي أن كلاهما ضمن مدى 10-3 م (10-30 قدم) ومنه:

(الرياح أو الخسارة)

$$\text{gain (or loss)} \approx 2 h_2' \log_{10} h_2'' - 2 h_2'' \log_{10} h_2' - 0.954 (h_2' - h_2'') \quad (7-1-7)$$

عندما تكون  $h_2' < 10$  م (30 قدم) يؤخذ  $h_2$  مثل  $h_1$  وتطبق علاقة ربح الارتفاع هوائي محطة القاعدة المبينة في المعادلة 21-3-2. لنفترض أن ارتفاعي هوائي الوحدة المتنتلة هما  $h_2 = 8\text{m}(26\text{ft})$ ،  $h_2' = 4\text{m}(12\text{ft})$  ويكون الفرق في الريح هو 5.82 ديسيبل وهوليس بالضغط 6 ديسيبل المبين في المعادلة 21-3-2 وفي حالة  $h_2' = 3\text{m}$ ،  $h_2 = 6\text{m}$  يكون الفرق في الريح 3.62 ديسيبل. المعادلة 6-1-7 هي علاقة تقريبية.

## 2-7 الوحدة المتنتلة في حالة الاستقرار والحركة.

عندما تكون الوحدة المتنتلة في حالة الاستقرار يمكن ان تتوضع في منطقة خفوت للإشارة. يمكن حساب احتمال تلك الحالة كما هو مبين في الفصل 7-3. في هذه الحالة لا يمكن استقبال الإشارة. إذا كانت الوحدة المتنتلة في حالة الإرسال يلاحظ مستمرها تلك الحالة لأنه لا يوجد تجاهب من محطة القاعدة. والحل هو تحريك العربة بمقدار يزيد عن طول نصف الموجه ومحاولة النداء ثانية. إذا كان النداء لا يزال غير ممكن فإن العربة ربما تقع في نفق شدة الحقل، حيث متوسط شدة الحقل أقل من العتبة. في هذه الحالة لا يمكن للمستمر أن يعمل أي شيء. ولكن في الأنظمة جيدة التصميم يكون احتمال الوقوع في نفق شدة الحقل طفيفاً جداً.

عندما تكون الوحدة المتنتلة في حالة الاستقرار في منطقة خفوت ربما لا يلاحظ المنادى أن النداء الوارد إليه قد فقد. لتجنب هذه الحالة يمكن تركيب هوائين مفصولين بالفواصل المطلوب (0.5 λ) على سطح العربة. وهذا هو ترتيب التنوع الفراغي. إن الفواصل الملائم لاستقبال اشارتين من هوائين مفصولين لمقاومة خفوت الإشارة يمكن أن يتحدد من ارتباط الاشارتين الخافتتين

$$\mu_r(d) = J_0^2(\beta d) \quad 1-2-7$$

حيث  $\mu_r(d)$  هو معامل الارتباط لغلالي الاشارتين الخافتتين وتابع لفواصل الهوائي d. إن مدى  $\mu_r(d)$  هو:

$$0 \leq \rho(d) \leq 1$$

2-2-7

ولهذا يجب أن تكون قيمة  $\rho(d)$  أصغر ما يمكن ضمن الفاصل الفيزيائي العملي بين الهوائيين. رسمت المعادلة 1-2-7 بمنحني سميك متصل في الشكل 1-7. يقع أول صفر لمعامل الارتباط عند  $(d=0.5\lambda)$  تقريباً. لفاصل  $d$  أكبر من  $0.5\lambda$  تكون  $\rho$  أقل من 0,2. أي قيمة  $\rho$  أقل من 0,2 يعتبر عدم وجود ترابط بين غلافي الاشارتين الخافتتين ولهذا:

$$d = 0.5\lambda$$

3-2-7

هو فاصل الهوائي المطلوب ضد خفوت الإشارة. كذلك بينت المعطيات المقيسة في منطقة الضواحي على الشكل 1-7. وكان أول صفر مقيس لقيمة  $\rho(d)$  عند  $d = 0.8\lambda$  يمكن استخدام فاصل  $0.8\lambda$  في بعض الأحيان إذا كان هناك متسع لذلك. عند تردد 900 م هـ يكون الفاصل  $0.8\lambda$  مكافئاً لطول 24 سم (9,6 أنش) ويمكن التركيب على سقف العربة بدون اشكال.

### 3-7 العينات المستقلة ومعدل الاعتيان.

في كثير من الأحيان يجب أخذ عينات الغلاف الخام للإشارة الخافتة ويفترض عدم وجود ترابط بين العينات المتجاورة. عندئذ يجب أن تكون فترات الاعتيان  $d$  في المدى

$$0.5\lambda \leq d \leq 0.8\lambda$$

إذا كانت  $d$  أقل من  $0.5\lambda$  فإن العينات المتجاورة تكون مترابطة وإذا كانت  $d$  أكبر من  $0.8\lambda$  يحصل الهدر.

يجب أن لا يبنى معدل الاعتيان على أساس الطول  $T$  للإشارة المستقلة المقيسة في المجال الزمني، ولكن على سرعة المعلومات والمباعدة المطلوبة بين البتات المتجاورة ويكون على الشكل:

$$\text{Number of samples } (n) = \frac{VT}{0.5\lambda} \quad \text{عدد العينات} \quad 1-3-7$$

$$\text{Sampling rate } (R_s) = \frac{n}{T} = \frac{V}{0.5\lambda} \quad \text{معدل الاعتيان} \quad 2-3-7$$

مثال 1-7 : قطعة معطيات بطول دقيقة واحدة استقبلت بينما كانت العربة تتحرك بسرعة 20 م / ثا. طول الموجه 0.3 م (1 قدم).  
إذن العدد الكلي للعينات المستقلة هو:

$$n = \frac{(60 \text{ s})(20 \text{ m/s})}{(0.5\lambda)(0.3 \text{ m/\lambda})} = 8000 \quad \text{عينة}$$

ومعدل الاعتيان هو:

$$R_s = \frac{n}{T} = \frac{8000 \text{ samples}}{60 \text{ s}} = 133.33 \text{ عينة / ثانية}$$

يبين المثال 1-7 أنه إذا كان معدل إرسال التشوير 133 عينة/ ثا أو أقل ضمن الشروط المعطاة فإن كل بنة تخفت مستقلة عن البنة التي تليها.  
بالطبع لا يقبل مثل هذا المعدل البطيء من الإرسال. أما إذا ازداد معدل الإرسال بمقدار 10 مرات إلى 1330 بنة/ ثا في نفس البيئة الموصوفة في المثال 1-7 فإن كل بنة تكون غير مترابطة مع بنة أخرى تقع على بعد 10 بتات، وضمن البتات العشرة تكون البتات مترابطة مع بعضها. ويحصل الارتباط الأقوى بين البتات المتجاورة. وهذا يعني أنه إذا تعرضت إحدى البتات للخفوت فإن احتمال البنة المجاورة للخفوت أيضاً كبير جداً.

#### 4-7 الهوائيات الموجهة مقابل مخططات التنوع .

##### 1-4-7 الهوائيات الموجهة:

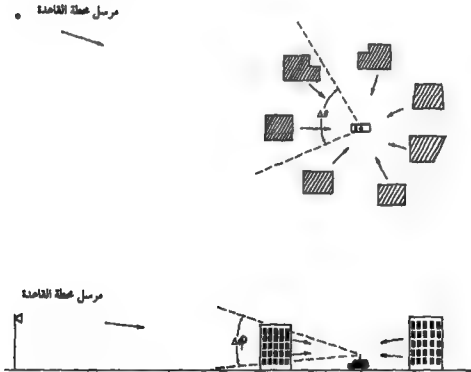
يمكن للهوائيات الموجهة المؤلفة من صفيح يضم  $N$  عنصر والمركبة على سقف الوحدة المتقلة أن تقلل تردد الخفوت فقط وذلك بالمقارنة مع هوائي واحد، ولكنها لا تستطيع زيادة الريح المستقبل نتيجة للعدد  $N$  من العناصر بالمقارنة مع الهوائي الواحد. يمكن إيجاد التفسير الفيزيائي لذلك بمراجعة الشكل 2-7. يبا أن الاشارات

متعددة المسارات تأتي من جميع الاتجاهات حول الوحدة المتنقلة فإن الهوائي الموجه يستقبل فقط الاشارات متعددة المسارات الآتية من قطاع  $\Delta \theta$  . إذا كان القطاع  $\Delta \theta$  أصغر فإن الخفوت أقل . يمكن أن يرى ذلك من معادلة تردد الخفوت (14-3-1) كالآتي:

$$f_d = \frac{V}{2\lambda} (1 - \cos \theta) \quad 1-4-7$$

وأن تردد الخفوت الأعظمي هو:

$$f_{\max} = V/\lambda \quad 2-4-7$$



الشكل 2-7 استقبال الهوائي الموجه عند الوحدة المتنقلة

إذا كانت الإشارة تأتي من جميع الاتجاهات عندئذ نحصل على تردد الخفوت الأعظمي من المعادلة 1-4-7 لأنه إذا كانت  $\theta = 180^\circ$  فإن  $f_d = f_{max}$ . وعندما يصبح القطاع  $\Delta\theta$  مساوياً إلى  $45^\circ$  فإن تردد الخفوت يقل إلى  $0.15 f_{max}$  طبقاً لـ  $\theta = 45^\circ$  وعندما يصبح القطاع  $\Delta\theta$  مساوياً إلى  $30^\circ$  فإن تردد الخفوت يقل إلى  $0.067 f_{max}$  طبقاً لـ  $\theta = 30^\circ$ . ومع ذلك فإن القطاع  $\Delta\theta$  يتعلق بريح الهوائي الموجه وبالحسارة المترافقة مع بيئة الراديو المتنقل. تستخدم هنا علاقة الفراغ الحر لثري العلاقة بين ربح توجيه الهوائي وخسارة الإشارة المستقبلية نتيجة لتحديد القطاع  $\Delta\theta$ . في وصلة اتصالات خط النظر العادية يكون اتجاه الإشارة الآتية معلوماً عادة ولهذا يمكن التنبؤ عن قدرة الإشارة المستقبلية  $P_r$  بالشكل

$$P_r = \frac{P_t g_t g_r}{\left(\frac{4\pi r_1}{\lambda}\right)^2} \quad 3-4-7$$

حيث  $P_t$  القدرة المرسل،  $g_t$  ربح هوائي الإرسال،  $r_1$  المسافة بين الهوائين،  $\lambda$  طول الموجة،  $g_r$  ربح هوائي الاستقبال. في بيئة الراديو المتنقل يمكن أن تأتي الإشارة من أي اتجاه باحتمالات متساوية، ولهذا لا يوجد تفضيل لاتجاه معين. وتكون الخسارة عادة نتيجة لتحديد قطاع الهوائي الموجه  $\Delta\theta$  الذي يستقبل جزءاً من كامل الأمواج الآتية. يجب أن تعدل المعادلة 3-4-7 - لبيئة الراديو المتنقل على الشكل:

$$P_r = \frac{P_t g_t}{\left(\frac{4\pi r_1}{\lambda}\right)^2} (\alpha g_r) \quad 4-4-7$$

حيث  $\alpha$  عامل التخامد المرافق لعرض الشعاع المحدود للهوائي الموجه في بيئة الراديو المتنقل. يمكن التعبير عن المعلمتين  $\alpha$  و  $g_r$  على الشكل:

$$\alpha = \frac{(\Delta\theta)(\Delta\phi)}{2\pi^2} \quad 5-4-7$$

$$g_r = \frac{k}{(\Delta\theta)(\Delta\phi)} \quad 6-4-7$$



حيث  $k$  ثابت،  $d_1$  و  $d_2$  هما عرضا شعاع الهوائي الموجه في المستويين. عندئذ يصبح جداء  $ag_r$

$$ag_r = \frac{k}{2\pi^2} = k_2$$

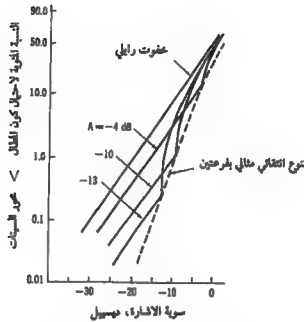
وهذا يري أن قدرة الإشارة المستقبلية في بيئة الراديو المتنقل ثابتة ولا تعتمد على درجة توجيه الهوائي الموجه.

$$P_r = k_2 \left[ \frac{P_t g_t}{\left( \frac{4\pi r_1}{\lambda} \right)^2} \right] \quad 7-4-7$$

#### 2-4-7 مخطط التنوع للوحدات المتنقلة

تعاني الإشارة المستقبلية في الوحدة المتنقلة من خفوت شديد يؤثر على ارسال الصوت والمعطيات. وكذلك فإن سوية ضجيج حركة السير على الطرقات السريعة وفي مناطق ازدحام العمل عالية جداً بالمقارنة مع سويات الضجيج الأخرى. ولهذا السبب يمكن تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج في مستقبل الوحدة المتنقلة بتخفيض خفوت الإشارة وليس بزيادة حساسية المستقبل بسبب علو ارتفاع سوية ضجيج البيئة. يمكن ان ينصح بلاقط قليل الكلفة ذي تنوع فراغي بضم تبديلي لأن له جبهة راديوية واحدة فقط، تبنى الإشارة المستقبلية على سوية عتبة تتحكم بالمفاتيح. عندما تقع إشارة احد الهوائيين تحت سوية العتبة تستطيع الوحدة التبديل إلى الهوائي الآخر. يبين الشكل 3-7 سوية الأداء. إن أفضل سوية أداء لنظام الضم التبديلي هو عند سوية العتبة حيث يقترب الأداء من أداء نظام الضم الانتقائي (انظر الفصل 5-3). ويشير هذا إلى أنه إذا أمكن تنفيذ مخطط بسوية عتبة متغيرة أخذاً بالاعتبار البيانات المستقبلية في الماضي والحاضر فإن نظام الضم التبديلي سيكون تقنية ضم فعالة.

غير أنه في الحقيقة يصعب الوصول إلى أداء متوقع بنظام الضم المتبادل، ولهذا فإن الاختيار المبنى على الكلفة في بعض الأحيان لا يكون سياسة حكيمة. يمكن للهوائيين عموديين تفصل بينهما مسافة  $1.5\lambda$  مركبين على سطح عربة أن يؤمنا ترابطاً منخفضاً بين اشارتي الاستقبال. ويكون الفرق بين شدتي الاشارتين هو 0.5 ديسيبل فقط المقدرة في الفصل 4-3-6. لهذا يمكن تطبيق التنوع الفراغي العمودي في الوحدة المتنقلة.

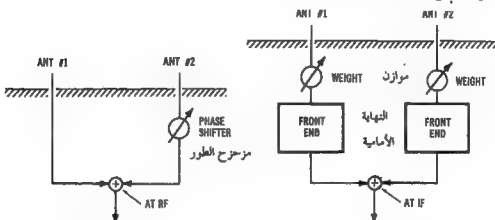


الشكل 3-7 أداء فرعتي إشارة بضم متبادل لسويات عتبة مختلفة .

### 3-4-7 - الفرق بين صفيف الهوائي الموجه ومخططات التنوع الفراغي

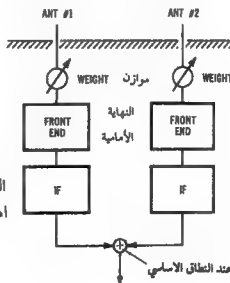
تُضم عناصر صفيف الهوائي الموجه عند التردد الراديوي عن طريق وضع علاقات طورية مناسبة بين العناصر في الفراغ وأطوال أسلاك التوصيل أو وضع مزجحات طور تردد راديوي بين العناصر يمكن أن يوجه النمط الإشعاعي للهوائي ليكون معترضاً أو أمامياً كما هو مبين في الشكل 4-7 أ . يضم مخطط التنوع الفراغي عادة عند التردد المتوسط أو عند النطاق الأساسي كما هو مبين في الشكلين 4-7 ب - و جـ . يمكن أن تكون تقنيات الضم إما للنسبة العظمى أو للريح المتساوي . تعمل تقنية النسبة العظمى للوصول إلى أعلى نسبة إشارة إلى ضجيج عند خرج التردد المتوسط عن طريق موازنة الداخل لكل فرعة افراعية عند التردد الراديوي . تعمل تقنية ضم الريح المتساوي على توحيد طور الفرعات الافراعية ذات الاطوار العشوائية

عند التردد المتوسط . إن جمع قدرات الخرج عند النطاق الاساسي مكافئ لتقنية ضم النسبة العظمى . وكذلك تستخدم تقنيتا الضم الانتقائي والمتبادل تردداً راديوياً واحداً فقط في نفس الوقت من أجل اشارة الخرج المرغوبة . لا تؤثر جميع مخططات التنوع هذه على الانبساط الاشعاعية لاستقبال الهوائيات الافرادية بعد ضم جميع الفرعات . وهذا هو الفرق الاساسي بين صفيق الهوائي الموجه ومخططات التنوع الفراغي . في موقع الوحدة المتنقلة يقلل صفيق الهوائي الموجه الخفوت بدون زيادة سوية استقبال الاشارة . ومن جانب آخر تقلل مخططات التنوع الخفوت وتزيد سوية الاستقبال .



أ - صفيق هوائي موجّه

ب - مجمع تنوع فراغي عند التردد الوسيط



مجمع تنوع فراغي عند النطاق الاساسي  
(C) Space diversity combiner at baseband

الشكل 4-7 الفرق بين صفيق الهوائي الموجه ومجمع التنوع الفراغي .

## 5-7 احتمادية التردد واستقلالته.

### 1-5-7 احتمادية التردد العامل على التنوع الفراغي

يبنى استخدام أو عدم استخدام مخطط التنوع الفراغي على الترددات العاملة ومقدار الفراغ الفيزيائي المتوفر. يعتبر مخطط التنوع الفراغي بسيطاً نسبياً. فهو لا يحتاج طيفاً إضافياً للتباين كمخطط التنوع الترددي. وهو لا يعاني من خسارة 3 ديسيبل في القدرة المرسلة مثل مخطط التنوع الاستقطابي، يجب ان يكون التنوع الفراغي الاختيار الأول عند دراسة مخططات التنوع. في موقع الوحدة المتنقلة يكون فاصل الهوائي المطلوب لمخطط التنوع الفراغي نصف طول الموجة، ولتردد عامل أ جـ هـ، يكون نصف طول الموجة حوالي 15 سم (6 أنش) فقط، يمكن تركيب هوائين مفصولين عن بعضهما بمسافة 6 إنش بسهولة، على سقف أو مؤخرة أي نوع من العربات. عندما ينخفض التردد العامل إلى 100 م هـ مثلاً فإن نصف طول الموجة يصبح 2 م (6 قدم) وهو طول غير عملي للفصل بين هوائين على سقف الوحدة المتنقلة لهذا عند الترددات المنخفضة يؤخذ مخطط آخر يدعى تنوع مكونة الحقل (انظر الفصل 3-3). لهذا المخطط فوائد التنوع الفراغي بدون فاصل فراغي مطلوب.

### 2-5-7 استقلالية التردد العامل عن التنوع الترددي

يمكن استخدام التنوع الترددي في بعض الاحيان بفعالية ضد خفوت المسارات المتعددة. تحمل نفس معلومات الاشارة على ترددين بفاصل كافٍ من الطيف الترددي، وعند طرف الاستقبال تكون خصائص خفوتها غير مترابطة، بضم الاشارتين الحافتين المستقبلتين يقل الخفوت ويقل احتمال تأثر معلومات الاشارة بالخفوت، ينصح بمخطط آخر مثل ارسال نفس المعلومات في فترتين متعاقبتين. كلا المخططين يستطيع التغلب على الخفوت الشديد للاشارة المرسلة. يصحح المخطط الأول بالطيف بينما يقلل الثاني الانتاجية، اذا كانت الاعادة للكلمة بـ 40 به مقدار خمس مرات على نفس التردد أو على ترددات مختلفة للتأكد من الاستقبال الصحيح فإن الانتاجية هي 1/5. اذا كان ارسال نفس الكلمة على خمسة ترددات مختلفة في نفس الوقت فان عرض نطاق الطيف يزداد بمقدار خمس مرات. يعتمد الفاصل الترددي لتطبيق التنوع الترددي على عرض نطاق التماسك المذكور في الفصل 3-3.

$$B_e = \frac{1}{2\pi\Delta}$$

1-5-7

حيث  $\Delta$  هو تأخير الانتشار. في مناطق الضواحي  $\Delta = 0.5 \mu s$  إذن

$$B_e = 300 \text{ kHz}$$

في مناطق المدن  $\Delta = 3 \mu s$  إذن

$$B_e = 50 \text{ kHz}$$

في المناطق المكشوفة  $\Delta \leq 0.2 \mu s$  إذن  $B_e \approx 800 \text{ kHz}$

من البيانات السابقة يمكن اختيار الفاصل الترددي  $\Delta F$  ليكون:

$$\Delta F > 300 \text{ kHz}$$

يصمم التنوع الترددي عادة لمقاومة الخفوت الشديد في مناطق الضواحي والمدن، لهذا يجب ان يكون استقبال الإشارة في المناطق المكشوفة قوياً بشكل كاف بحيث لا يحتاج إلى التنوع الترددي. وفي مناطق المدن يحتاج فقط إلى فاصل ترددي أكبر من 50 ك هـ. ولكن قاعدة التصميم تحتم دائماً تغطية تقليل الخفوت في مناطق الضواحي أي  $\Delta F > 300 \text{ kHz}$ . يحقق فاصل التردد هذا أيضاً متطلبات التنوع الترددي في مناطق المدن.

**حقيقتان هامتان على التنوع الترددي:**

١ - إن تأخير الانتشار  $\Delta$  ليس تابعاً للترددات العاملة ما دامت أبعاد النواثر المحيطة بالوحدة المتنقلة أكبر بكثير من طول موجة التردد العامل، في هذه الحالة يجب ان يكون مدى تردد بيئة الراديو المتنقل أكبر من 30 م هـ لبقاء  $\Delta$  ثابتاً. لذلك عند ترددات أعلى من 30 م هـ لا تعتمد  $\Delta$  على التردد العامل بل تعتمد فقط على المنشآت الصناعية وذلك في المناطق المكشوفة أو الضواحي أو المدن.

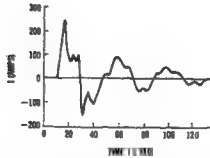
٢ - يمكن استخدام التنوع الترددي في كلا موقعي محطة القاعدة والوحدة المتنقلة بنفس الفاصل الترددي، بالرغم من أن الفاصل الفراغي المستخدم للتنوع الفراغي في كلا الموقعين مختلف، في خطط التنوع الفراغي يكون فاصل الهوائي في موقع الوحدة المتنقلة 0,5λ، وفي محطة القاعدة يكون فاصل الهوائي كبيراً جداً بحدود عدة أطوال موجه حسب ارتفاع هوائي المحطة. وهذا هو الاختلاف الرئيسي بين نوعي التنوع.

## 6-7 بيئة الضجيج .

يتضاءل الضجيج الصناعي أمام ضجيج اشتعال محركات العربات ، لأن جميع العربات تسير على الطريق الواحدة ، قريبة جداً من الأخرى . لذلك فإن استقبال الإشارة في كل عربة يتأثر بضجيج اشتعال نفس العربة والعربات المحيطة بها . إن أفضل معلومات عن بيئة ضجيج الحركة هو قياس تدفق حركة السير .  
سوية الضجيج الصناعي من بيانات تدفق حركة السير .  
لتقدير عرض شارة الاشتعال وعدد الشرارات في الثانية يجري الحساب البسيط التالي :

يُدوم ضجيج شارة اشتعال حادة واحدة تزيد عن 200 أمبير نموذجياً من 1/ إلى 5/ نانوثانية . يصل الجزء العلوي من الشارة إلى مدى تردد من 200 م هـ إلى 1 ج هـ . يبلغ عرض الشارة الأقل من 100 أمبير (انظر الشكل 5-7) 20 نانوثانية .  
نفترض أن للمحرك 8 أسطوانات لكل منها سرعة 3000 دورة / دقيقة . بها أنه في أية لحظة نصفها فقط في حالة اشتعال يكون إذن :

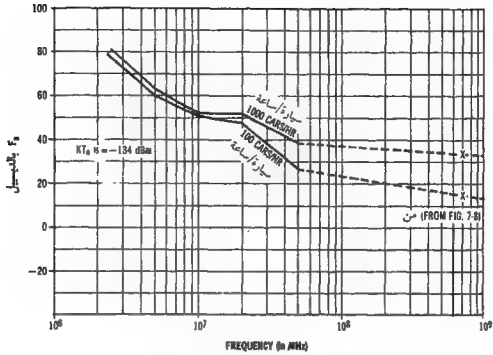
$$\text{شارة/ثا} = \frac{12000 \text{ rpm}}{60 \text{ s/m}} = 200 \text{ rpm} = 4 \times 3000 \text{ rpm}$$



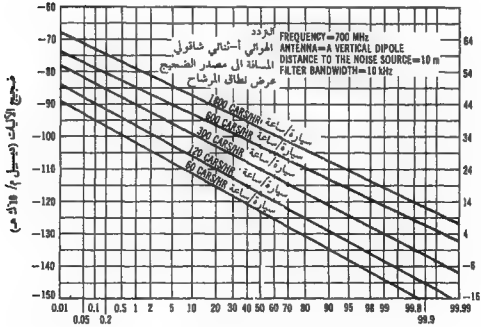
الشكل 5-7 اشكال موجة تيار دائرة الاشتعال

إذا وجدت عربات كثيرة على الطريق فإن عدد الشرارات يتضاعف حسب عدد العربات، ولهذا يعتمد الضجيج الصناعي على حركة السير. يؤثر الجزء المنخفض من الشرارة (أقل من 100 أمبير) على التردد المنخفض. إذا دامت الشرارة أكثر من 20 نانو ثانية فإن التأثير على التردد يكون حتى 50 م هـ أو أقل. يعبر عن قدرة ضجيج حركة الآليات بعامل الضجيج  $P_w$  ويبين في الشكل 6-7 كتابع للتردد ويبلغ عرض نطاق الضجيج عند الكاشف 10 ك هـ. يبلغ الضجيج الحراري عند درجة حرارة الغرفة (290 كلفن) وعرض نطاق مرشح 10 ك هـ حوالي - 134 ديسيبل م. يبين الشكل 6-7 كثافتي حركة سير فكلما قل التردد ارتفع ضجيج الاشتعال. تؤثر كثافة حركة السير أيضاً على سوية الضجيج أكثر عند التردد العالي، وهذا ما يبينه الفرق في سويقي ضجيج على طول تدرج التردد بكثافتي حركة سير مختلفين. هناك عامل ضجيج 10 ديسيبل استقبل من كثافة حركة سير قليلة (100 عربة / الساعة) وعامل ضجيج 34 ديسيبل استقبل من كثافة حركة سير عالية نسبياً (1000 عربة / ساعة) في المدى 700 إلى 1000 م هـ. يتبع توزيع ضجيج الآليات التوزيع الطبيعي اللوغاريتمي كما هو مبين في الشكل 7-7. قيس المعطيات بهوائي متناظر (ثاني الاقطاب) عند تردد 700 م هـ. وكان عرض نطاق المرشح المستقبل 10 ك هـ والمسافة لأقرب عربة 10 م (30 قدم).

تزيد سوية الضجيج دائماً مع زيادة كثافة حركة السير. يكون متوسط سوية ضجيج الآليات عند 50%. رسم متوسط ضجيج الآليات مقابل عدد السيارات / الساعة في الشكل 8-7. لاحظ أن سوية الضجيج تزداد خطياً مع كثافة حركة السير في التدرج اللوغاريتمي حتى 1000 سيارة / ساعة ثم تستقر إذا زادت الكثافة (عن هذا الحد). باستخدام بيانات الشكل 8-7 فقد استخدم الاستقراء الحسابي على منحنيات كثافتي حركة سير تمتد حتى 1 ج هـ كما هو مبين في الشكل 6-7 بخططين منقطين بعد إضافة الخططين المنقطين في الشكل 7-7 يمكن أن نرى أنه عندما تزداد كثافة حركة السير يظهر أن ضجيج الآليات يهبط ببطء مع ازدياد التردد من 100 م هـ إلى 1 ج هـ. وكذلك فإن تأثير حركة السير أكثر فعالية عند الترددات العالية منه عند الترددات المنخفضة. يبين الشكل 9-7 هذه الظاهرة حيث يصبح الميل على طول تدرج كثافة حركة السير أشد مع زيادة التردد. يكون الفرق بين سويقي الضجيج عند الوحدة المتقلة ومطة القاعدة 1 أو 2 ديسيبل. ورد التفسير عن ذلك باستخدام النموذج المبين في الفصل 4-6.

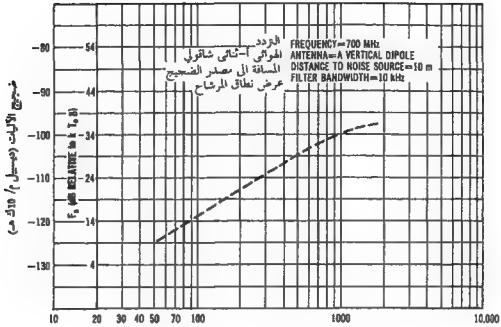


الشكل 6-7 ضجيج الآليات مقابل التردد

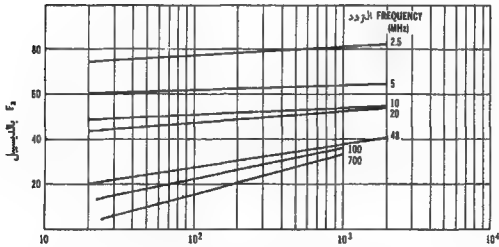


الشكل 7-7 توزيع ضجيج الآليات (من المرجع 8).





الشكل 8-7 متوسط ضجيج الآليات مقابل عدد السيارات / ساعة.



الشكل 9-7 متوسط قدرة الضجيج لحركة الآليات معبراً عنه بالرمز F<sub>n</sub> لترددات وكثافات سير مختلفة وعرض نطاق مكشاف الضجيج 10 ك هـ.

## 7-7 توصيلات الهوائي وتوضعه على الوحدة المتحركة .

للحصول على استقبال جيد في الوحدة المتحركة يجب أن يوضع الهوائي في أعلى ما يمكن . ولكن كلما ارتفع الهوائي كانت حركة كسره أسهل نظراً للحدودية الفيزيائية . وكذلك لا يريد معظم المستثمرين ان يثقب سقف الحرة ويرغبون بمعاونة خسارة استقبال 3 ديسيبل لاستخدام التركيب الزجاجي ، بينما يجب البعض أن يركب الهوائي على أعلى الصندوق الخلفي بحيث يسهل نزعها عندما لا يستخدم . كما أن تركيب الهوائي على المصدمة هو إختيار آخر أيضاً .

### 1-7-7 : موانع الممانعة عند وصلة الهوائي :

يجب أن تتواءم ممانعة حمل الهوائي وممانعة السلك الواصل إلى مرسل / مستقبل الوحدة المتحركة لحذف الأمواج المنعكسة عن حمل الهوائي ولكن ، إذا لم يصمم الصانعون منتجاتهم بعناية فائقة وموانع ممانعة جيدة فإن الموجة المنعكسة تقلل أما القدرة المرسل أو القدرة المستقبلية . لا يكلف مركبوا الهاتف المتنقل أنفسهم عادة عناء تقليل هذه الخسارة .

نقاس الخسارة باستخدام نسبة الموجة المستقرة (انظر الشكل 10-7) .

$$SWR = \frac{V_0 + V_1}{V_0 - V_1} = \frac{1 + (V_1/V_0)}{1 - (V_1/V_0)} = \frac{1 + |\rho_0|}{1 - |\rho_0|} \quad 1-7-7$$

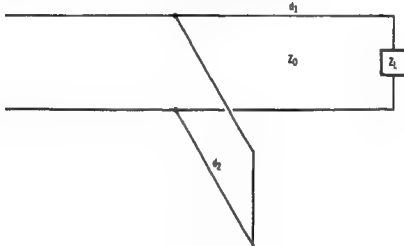
يبين الشكل 10-7 أ الجهدين  $V_0$  و  $V_1$  مكوني الموجة المستقرة حيث  $\rho_0$  هو عامل إنعكاس الجهد ويمكن التعبير عنه بالعلاقة :

$$\rho_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(R_L - R_0) + j(X_L - X_0)}{(R_L + R_0) + j(X_L + X_0)} \quad 2-7-7$$

حيث  $Z_L$  هي ممانعة الحمل  $Z_L = R_L + jX_L$  ،  $Z_s$  هي الممانعة على مسافة  $x$  باتجاه الحمل ،  $Z_0 = R_0 + jX_0$  الممانعة المميزة للنخط  $Z_0 = R_0 + jX_0$  ، ونجد من المعادلة 1-7-7 أن  $SWR = 1$  من أجل مواعمة جيدة  $V_1 = 0$  .

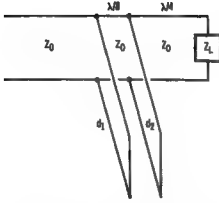


(أ) دائرة توضح الموجات المستقرة

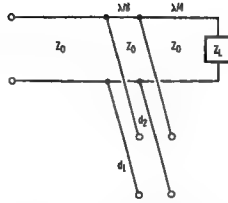


(ب) مولف جوالي ليترو وسيد

الشكل 10-7 أجهزة مواعمة الممانعة



(ج) مولف جيوائين ابتئين (مقصودي الدارة)



(د) مولف جيوائين ابتئين (مفوضي الدارة)

### تابع الشكل 10-7

مثال 1-7 : ما هي الخسارات للمحالتين  $Z_0 = 0.5Z_L$  و  $Z_0 = 0.7Z_L$

الحالة 1 :  $R_0 = 0.7R_L, X_0 = 0.7X_L$  بتعويض هذه القيم في المعادلة 2-7-7 ينتج :

$$|\rho_0| = \frac{0.3(R_L + jX_L)}{1.7(R_L + jX_L)} = 0.18$$

$$\text{loss} = 20 \log (1 - 0.18) = 1.7 \text{ dB}$$

$$\text{SWR} = \frac{1.18}{0.823} = 1.43$$

الحالة (2) :  $R_0 = 0.5 R_L, X_0 = 0.5 X_L$  بتعويض هذه القيم في المعادلة 2-7-7 ينتج :

$$|\rho_0| = \frac{0.5}{2} = 0.25$$

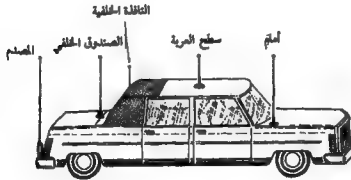
$$\text{loss} = 20 \log (1 - 0.25) = 2.5 \text{ dB}$$

$$\text{SWR} = \frac{1.25}{0.75} = 1.67$$

يكون الفرق في بعض الأحيان بين  $Z_{L_1}$  و  $Z_{L_2}$  كبيراً وعندئذ تكون الخسارة كبيرة جداً، لتقليل الخسارة يمكن استخدام موالف فرعي مفرد كما في الشكل 10-7 ب. نوع آخر من الموالف هو الموالف الفرعي المزدوج مع قصر دائرة الفرعة كما في الشكل 10-7 جـ أو فتح دائرة الفرعة كما في الشكل 10-7 د باستخدام هذه الموالفات نحتاج إلى ضبط طولين متغيرين هما  $d_1$  و  $d_2$  كما هو مبين في الشكل 10-7 جـ أو الشكل 10-7 د.

#### 2-7-7 موضع الهوائي على جسم العربة

يمكن استخدام خمسة أماكن على جسم العربة، المقدمة، سقف العربة، النافذة الخلفية، سقف الصندوق الخلفي، المصدّم كما هو مبين في الشكل 11-7 بغض النظر أينما توضع الهوائي يجب أن يكون أعلى من سقف العربة لكي يكون استقباله جيداً للأمواج التي تصله من جميع الجهات. لا يتطلب هوائي التركيب الزجاجي عمل أي ثقب إلا أن خسارة اقتران الإشارة خلال الزجاج تختلف باختلاف سماكة الزجاج والتردد وتكون عادة حوالي 3 ديسيبل.



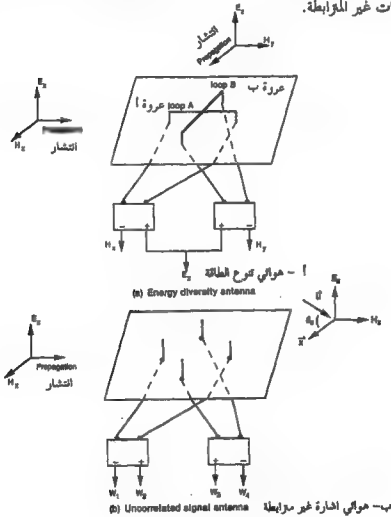
الشكل 11-7 تركيب هوائي الوحدة المتنقلة.

### 3-7-7 التركيب العمودي :

يحدث في بيئة الراديو المتنقل اقتران متقاطع نتيجة للوسط ولهذا فإن قدرة الموجة المستقطبة عمودياً يمكن أن تقترن مع الموجة المستقطبة أفقياً. وليس لهذا تأثير قوي، ومع هذا فإن الهوائي الملائم المركب على الوحدة المتنقلة يجب أن يكون عمودياً ليكون إستقباله جيداً.

### 8-7 هوائيات تنوع مكونات الحقل :

نوقشت ميزات استخدام هوائيات تنوع مكونات الحقل في الفصل 3-4-2. وقد بين الشكل 12-7 دراسة جدوى لهوائي تنوع مكونات الحقل. توجد تشكيلتان في هذا النظام، تدعى أحدهما بهوائى كثافة الطاقة وتدعى الأخرى بهوائى الاشارات غير المرابطة.



الشكل 12-7 هوائي تنوع مكونات الحقل

### 7-1-8 هوائى كثافة الطاقة :

يبين الجزء المركزي للشكل 7-12 أن نهايات العروتين المتصاليتين لهوائيات كثافة الطاقة تتصل مع دائرة قارن هجينة  $180^\circ$  . أحد مخارج الدارة هو مخرج جامع والأخر مخرج طارج. تنتشر الموجة  $E_y$  بالاتجاه  $y$  حيث تستقبل كمجموع دخليين من الحلقة  $A$  وهى متناسبة مع الجهد. تستقبل الموجة  $E_x$  كفرق بين الدخليين من الحلقة  $A$  وهى متناسبة مع التيار. وتحصل العلاقة نفسها مع المركبتين  $E_y$  ،  $H_y$  من الحلقة  $B$  . وكما هو ظاهر من الشكل 5-1 ج فإن الحقل  $E$  المنعكس عن نائر مسوف بشكل موجة مستقرة ، وكذلك الحقل  $H$  . يوجد بين الموجتين المستقرتين فرق في الطور مقداره  $90^\circ$  . مثال ذلك : لتكن احدى الموجات المستقرة تمثل موجتين  $E$  على المخرج الجامع والأخرى تمثل موجتين  $H$  على المخرج الطارج :

$$1-8-7 \quad \text{الحقل } E \text{ متناسب مع } e^{+j\beta x} + e^{-j\beta x} \sim \cos \beta x$$

$$2-8-7 \quad \text{الحقل } H \text{ متناسب مع } e^{+j\beta x} - e^{-j\beta x} \sim \sin \beta x$$

حيث  $\beta$  الرقم الموجى  $\beta = 2\pi/\lambda$  و  $x$  مسافة الانتشار. بتزييم المعادلتين 1-8-7 و 2-8-7 وجمعهما نحصل على :

$$3-8-7 \quad \cos^2 \beta x + \sin^2 \beta x = 1$$

والتي تبين أن اشارة الحفوت قد حُذفت كلياً وأن الغلاف أصبح ثابتاً. يمكن تطبيق المعادلة 3-8-7 في بيئة موجة مستقرة فقط . أما في بيئة خفوت عامة حيث يمكن حدوث عدة أمواج مستقرة فإن النتيجة لا تكون ثابتاً أي

$$4-8-7 \quad s(x) = \left( \sum_1^N A_i \cos \beta x \right)^2 + \left( \sum_1^N B_i \sin \beta x \right)^2 \neq 1$$

حيث  $A_1$  و  $B_1$  مطالات الأمواج المستقرة ، وهى عشوائية في طبيعتها والأمواج  $E_x$  ،  $H_x$  ،  $H_y$  غير مترابطة دوماً . يمكن تمثيل هوائى تنوع مكونات الحقل (انظر الفصل الثالث المرجعين 1 و 9) على الشكل التالي :

$$5-8-7 \quad s(x) = \sum_1^N A_i \cos \beta x + \sum_1^N B_i \sin \beta x$$

كلا نوعي التنوع كثافة الطاقة في المعادلة 4-9-7 ومكونات الحقل في المعادلة 5-8-7 يعاملان بوضوح ، وأي منهما لا يحتاج الى مبادعة الهوائي بينما يحتاج التنوع الفراغى الى مبادعة الهوائي حسب طول موجة الردد الحامل. من الصعب الوصول الى التنوع الفراغى عند الرددات المنخفضة نظراً لمتطلبات الفاصل الفيزيائى للهوائى :

## 2-8-7 هوائى تنوع الاشارات غير المترابطة :

يتبع هوائى تنوع الاشارات غير المترابطة نفس مبدأ هوائى تنوع مكونات الحقل. لنفرض وجود حقلين كهربائيين  $E_{21}$  و  $E_{22}$  يغير عنهما كما يلى :

$$E_{21} = \sum_{n=1}^N A_n \exp(-j\beta u \cdot x_1) = X_1 + jY_1 \quad 6-8-7$$

$$E_{22} = \sum_{n=1}^N A_n \exp(-j\beta u \cdot x_2) = X_2 + jY_2 \quad 7-8-7$$

حيث  $A_n$  مطال عقدي لموجة كهربائية تنتشر باتجاه  $u$  ، و  $u$  هى وحدة متجه (شعاع) تتعلق بزاوية  $\theta_u$  بين  $u$  و  $x$  كما هو مبين في الشكل 12-7 ،  $\beta$  هو رقم الموجة و  $N$  عدد وصول الأمواج . يمكن التعبير عن  $E_{21}$  و  $E_{22}$  بأجزاء حقيقية وخيالية كما هو مبين في المعادلتين 6-8-7 و 7-8-7 على التالي .

يمكن التعبير عن مخرجى هوائى تنوع مكونات الحقل  $W_1$  و  $W_2$  كما هو مبين على الشكل :

$$W_1 = E_{21} + E_{22} = (X_1 + X_2) + j(Y_1 + Y_2) \quad 8-8-7$$

$$W_2 = E_{21} - E_{22} = (X_1 - X_2) + j(Y_1 - Y_2) \quad 9-8-7$$

ويكون الرابط بين الاشارتين  $W_1$  ،  $W_2$  هو :

$$\overline{W_1 W_2^*} = \overline{(X_1^2 - X_2^2)} + \overline{(Y_1^2 - Y_2^2)} + 2j\overline{(X_1 Y_2 - Y_1 X_2)} \quad 10-8-7$$

$$= 2j\overline{(X_1 Y_2 - Y_1 X_2)} = 0$$

$$\overline{X_1 Y_2} = \overline{Y_1 X_2} = 0 \quad \text{لأن :}$$

بأخذ المعادلتين 6-8-7 و 7-8-7 وأخذ متوسط حدود الجداء المشار اليها في المعادلة 10-8-7 يمكن البرهنة أن المخرجين  $W_1$  ،  $W_2$  غير مترابطين .

ثانياً ، نفحص المعادلتين 8-8-7 و 9-8-7 . فإذا كانت  $E_{21}$  و  $E_{22}$  مترابطين بشدة فإن القيمة المتوسطة لـ  $W_2$  تكون أصغر بكثير من  $W_1$  ولافادة من ضمهما حتى في حالة عدم ترابط  $W_1$  و  $W_2$  . لكى تبقى قيم  $W_1$  و  $W_2$  نفسها من الضروري أن نجعل ترابط غلاف  $E_{21}$  و  $E_{22}$  0.5 كما يلى :



$$\rho_{\beta x_1 - x_2} = J_0[\beta(x_1 - x_2)] = 0.5 \quad 11-8-7$$

حيث  $J_0(\cdot)$  تابع بيسل من النوع الأول والدرجة صفر. من المعادلة 11-8-7 :

$$J_0[\beta(x_1 - x_2)] = 0.707 \quad 12-8-7$$

$$\beta(x_1 - x_2) = 1.1$$

$$x_1 - x_2 = \frac{1.1}{2\pi} \lambda = 0.175\lambda$$

إذن من التحليل النظري نجد أن المباعدة بين عنصري الهوائي هو  $0.175\lambda$  ولكن من النتائج التجريبية يمكن أن تكون المباعدة بين عناصر الهوائي محدود  $0.125\lambda$  أي أقل من القيمة النظرية .

## REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., "A Study of the Antenna Array Configuration of an M-Branch Diversity Combining Mobile Radio Receiver," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-20 (Nov. 1971): 93-104.
2. Lee, W. C. Y., "An Extended Correlation Function of Two Random Variables Applied to Mobile Radio Transmission," *Bell Sys. Tech. J.* 48 (Dec. 1969): 3423-3440.
3. Lee, W. C. Y., "Introduction to Mobile Cellular Concepts," *Microwave Sys. News Commun. Tech.* (June 1985).
4. Lee, W. C. Y., "Antenna Spacing Requirement for a Mobile Radio Base-Station Diversity," *Bell Sys. Tech. J.* 50 (July-Aug. 1971): 1859-1874.
5. Lee, W. C. Y., "Preliminary Investigation of Mobile Signal Fading Using Directional Antennas on the Mobile Unit," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 15 (Oct. 1966): 8-15.
6. Rustako, A. J., Y. S. Yeh, and R. R. Murray, "Performance of Feedback and Switch Space Diversity 900 MHz, FM Mobile Radio System with Rayleigh Fading," *IEEE Trans. Commun.* 21 (Nov. 1973): 1257-1268.
7. Lee, W. C. Y., "Close-Spaced Diversity Antenna at HF," *IEEE Milcom 85 Boston, MA* (Oct. 1985): 21-23.
8. Skomal, E. N., "Automotive Noise," *Man-made Radio Noise* (Van Nostrand Reinhold, 1978): ch. 2.
9. Lee, W. C. Y., and Y. S. Yeh, "Polarization Diversity System for Mobile Radio," *IEEE Trans. Commun. Com-20* (Oct. 1972): 912-923.
10. Lee, W. C. Y., "Statistical Analysis of the Level Crossings and Duration of Fades of the Signal from an Energy Density Mobile Radio Antenna," *Bell Sys. Tech. J.*, Vol. 46, No. 2, Feb. 1967, pp. 417-448.
11. Lee, W. C. Y., "An Energy Density Antenna for Independent Measurement of the Electric and Magnetic Field," *Bell Sys. Tech. J.*, Vol. 46, No. 7, September 1967, pp. 1587-1599.

## 8 - التشوير وبلوغ القناة

- 1-8 معايير تصميم التشوير .
- 2-8 معدل التنبيه الحفاطىء .
- 3-8 معدل خطأ الكلمات .
- 4-8 تخصيص القنوات .
- 5-8 اعتبارات سعة التبديل .



## 1-8 معايير تصميم التشوير

ينقل التشوير المعلومات المستخدمة لإنشاء وضبط وانهاء المكالمات، يمثل التشوير عادة على شكل رقمي يتألف من عدد من البتات تدعى كلمة. تحتاج الإشارة الواحدة عادة الى كلمة واحدة وستبنى معايير تصميم التشوير على أساس نوعين من الأداء: معدل التنبيه الخاطئ  $\epsilon$  ومعدل خطأ الكلمات.

## 2-8 معدل التنبيه الخاطئ $\epsilon$

يبنى معدل التنبيه الخاطئ  $\epsilon$  على أساس احتمال التعرف الخاطئ  $\epsilon$  على جميع الرموز المخصصة لمختلف الوظائف أو العناوين وعدم التمييز بينها. إن أكثر ما يزعج المستثمر هو أن يجيب على الرقم المطلوب خطأً جهة أخرى، أو أن تتحول وظيفة عملياتية معينة مثل «طلب تسليم القنارة» بعد استقبالها بوحدة الاستقبال لترجم إلى عملية غير متوقعة مثل «اقفال».

تحدث هذه الحالة عادة نتيجة لتلوث الوسط بالضجيج. إذا كان الوسط هادئاً جداً فإن انسياب البتات سيستقبل بمعدل عالٍ من الصحة ويكون معدل التنبيه الخاطئ  $\epsilon$  منخفضاً جداً. إذا كان الوسط صاخباً فإن كثيراً من البتات المناسبة ستكون خاطئة عند طرف الاستقبال نتيجة للوسط ويكون معدل التنبيه الخاطئ  $\epsilon$  عالٍ جداً، يجري حساب معدل التنبيه الخاطئ  $\epsilon$  على أساس مسافة هامنغ. تعني مسافة هامنغ لعدد  $d$  من البتات أن الفرق بين كلمتين مشفرتين مخصصتين بنفس طول الكلمة  $L$  هو الاختلاف في بتات هاتين الكلمتين في عدد  $d$  من الأماكن على طول  $L$  بتة. يستخدم معدل التنبيه الخاطئ  $\epsilon$  كمعيار لتصميم مجموعة الكلمات المشورة على أساس صخب الوسط وأهمية الوظيفة. وقد تم اختيار مسافة هامنغ لعدد  $d$  من البتات من أصل كلمة بطول  $L$  بتة على أساس معدل خطأ البتات الافراضي الناتج عن الوسط.

يبين معدلات خطأ البتات في الفصل 6-3

يؤكد التصميم الملائم أنه من غير المحتمل أن تكون جميع البتات  $d$  أو أكثر منها في الطول  $L$  بتة خاطئة نتيجة لوسط الأرسال. لهذا يبني التصميم الملائم على أساس الانتقاء الملائم للعدد  $d$ . إذا كان الوسط صاخباً فإن قيمة  $d$  سوف تزداد. يمكن لمعدل التنبيه الخاطئ  $\epsilon$  أن يضبط عند سوية معينة. يعطى معدل الانذار الخاطئ  $\epsilon_{PA}$  بالعلاقة:

$$P_f = \text{false-alarm rate} = P_e^d(1 - P_e)^{L-d} \quad 1-2-8$$

حيث  $P_e$  هو معدل خطأ البتات لكل بته ، مثال ذلك لاحظ كلمتين مشفرتين بطول 9 بته أي:  $L = 9$

1 0 1 0 1 1 0 1 0  
1 1 0 1 0 1 0 0 0

توجد خمسة أماكن حيث البتات مختلفة ، إذن  $d = 5$  لنفترض أن معدل خطأ البتات لكل بته هو  $10^{-2}$  ، عندئذ تكون  $P_e = 10^{-2}$  ، بتعويض  $P_e = 10^{-2}$  ،  $d = 5$  ،  $L = 9$  في المعادلة 1-2-8 يصبح معدل التنبيه الخطأ  $P_f$

$$P_f = (0.01)^5 (1 - 0.01)^{9-5} = 10^{-7}$$

إذن فرصة حدوث الإنذار الخطأ هي واحد من عشرة ملايين إذا كان عشرة آلاف مستمر يطلبون نفس المنطقة في نفس الوقت فإن احتمال التنبيه الخطأ هو  $10^{-3}$  ، وهذا يعني أن مستمراً واحداً من كل ألف مستمر سيستقبل تنبيهاً خاطئاً. وهذا بالطبع غير مرغوب فيه وحالة نادرة جداً. بعد توليد الكلمات المشفرة يجب أن تستقبل خالية من الأخطاء ، إذا وجد أكثر من خمس بتات خاطئة في كلمة مشفرة بطول 9 بته فإن مكشاف التشفير بدلاً من التعرف على الأخطاء فيها يفسرها ككلمة صحيحة تعرف مستمراً آخر أو تأمر بوظيفة أو عملية أخرى مختلفة كلياً. هذا الحدث غير مرغوب فيه مطلقاً ويجب إزالته حيثما أمكن. يصف الفصل التالي ضبط معدل خطأ الكلمات.

### 3-8 معدل خطأ الكلمات.

معدل خطأ الكلمات هو احتمال إرسال كلمة مشفرة خاطئة أو كلمة خاطئة وهو يختلف عن معدل التنبيه الخطأ. يحدث الخطأ في الكلمة بدرجة أكبر نسبياً بالمقارنة مع معدل الكلمات المفصرة خطأ. يكون معدل خطأ الكلمات دائماً أعلى من معدل التنبيه الخطأ. يكون في أنظمة الاتصالات النموذجية معدل خطأ الكلمات من  $10^{-2}$  إلى  $10^{-3}$  ولكن معدل التنبيه الخطأ يكون من  $10^{-6}$  إلى  $10^{-7}$ . يتخصص الفصل التالي معدل خطأ الكلمات في بيئات مختلفة.

### 1-3-8 في بيئة غوص.

عندما يعرف معدل خطأ البتات  $P_e$  في بيئة غوص (انظر الفصل 6-3)، فإن معدل خطأ الكلمات  $P_{ew}$  لكلمة رسالة بطول  $L$  بتة يمكن الحصول عليه بالشكل :

$$P_{ew} = \text{word-error} = 1 - (1 - P_e)^L \quad 1-3-8$$

حالة دون تصحيح أخطاء. أما معدل خطأ الكلمات المشفرة  $P_{ew}$  لكلمة شفرة مؤلفة من  $N$  بتة مع إمكانية تصحيح  $t$  خطأ أو أقل يمكن ان يعطى بالعلاقة :

$$P_{ew} = 1 - \sum_{k=0}^t G_k^N P_e^k (1 - P_e)^{N-k} \quad 2-3-8$$

$$G_k^N = \frac{N!}{(N-k)!k!} \quad \text{حيث} \quad 3-3-8$$

إن ثمن تصحيح  $t$  خطأ مشفراً في رسالة رقمية بطول  $L$  هو اضافة  $N-L$  بتة اختبار التماثل في التشفير الدوري الثنائي أو اضافة  $N-L$  بتة زائدة عن الحاجة في التشفير الكتلي الخطي. يكون العدد  $N-L$  بتة عادة أكبر بكثير من  $t$  بتة، عندئذ تكون الانتاجية  $\eta$  هي :

$$\eta = L/N \quad 4-3-8$$

يكون في العادة شفرة بمسافة هامنج  $d$  إمكانية تصحيح الخطأ بمقدار :

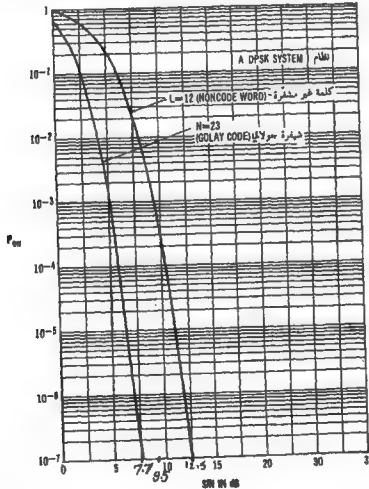
$$t = (d - 1)/2 \quad 5-3-8$$

مثال 1-8 : لتشفير جولاي (12' 23) 12 بتة رسالة و 11 بتة زائدة عن الحاجة ومسافة هامنج هي 7 وهو قادر على تصحيح أي تشكيلة بثلاثة أخطاء عشوائية أو أقل في كتلة من 23 بتة.

$$\eta = \frac{12}{23} = 0.52 \quad \text{والانتاجية}$$

ما هو التوفيق بين الانتاجية وتقليل الخطأ؟ استخدم كلمة غير مشفرة فيها  $L = 12$ ، وتشفير جولاي  $N = 23$  للكلمة لتوضيح الفرق في الانتاجية وتقليل الخطأ بتطبيق المعادلة 1-3-8 والمعادلة 2-3-8 كما هو مبين في الشكل 1-8. عند معدل خطأ الكلمات  $10^{-3}$  (وهو المستخدم عادة للاتصالات) تكون سوية نسبة الإشارة إلى

الضجيج المطلوبة هي 9,5 ديسيبل للكلمة غير المشفرة و 5 ديسيبل لكلمة تشفير جولاي وعند معدل خطأ كلمات  $10^{-7}$  وهو الذي يمكن قبوله للحاسوب فإن سوية نسبة الإشارة إلى الضجيج المطلوبة هي 7,7 ديسيبل لكلمة تشفير جولاي و 12,5 ديسيبل للكلمة غير المشفرة. عند تحديد معدل خطأ الكلمات تكون سوية نسبة الإشارة إلى الضجيج في ارسال كلمة غير مشفرة دائماً أعلى بمقدار 4,5 ديسيبل عن سوية كلمة بتشفير جولاي، من الممكن حقاً أن ترغب بدفع ثمن زيادة سوية نسبة الإشارة إلى الضجيج بمقدار 4,5 ديسيبل للكلمة غير المشفرة للحصول على نفس معدل خطأ الكلمات في تشفير جولاي ومضاعفة الانتاجية في نفس الوقت.



الشكل 1-8 معدلات خطأ الكلمات لكلمة غير مشفرة وكلمة بتشفير جولاي في بيئة ضجيج غوسي



مقارنة بين معدل التنبه الخاطئ ومعدل خطأ الكلمات .

يمكن مقارنة معدل التنبه الخاطئ (المعادلة 2-2-8) مع معدل خطأ الكلمات (المعادلة 1-3-8) بضم العلاقتين على الشكل التالي :

$$\frac{P_{err}}{P_f} = \frac{1 - (1 - P_e)^L}{P_e^d (1 - P_e)^{L-d}} \approx \left(\frac{1}{P_e}\right)^d \left[ \left(\frac{1}{1 - P_e}\right)^L - 1 \right] \quad 6-3-8$$

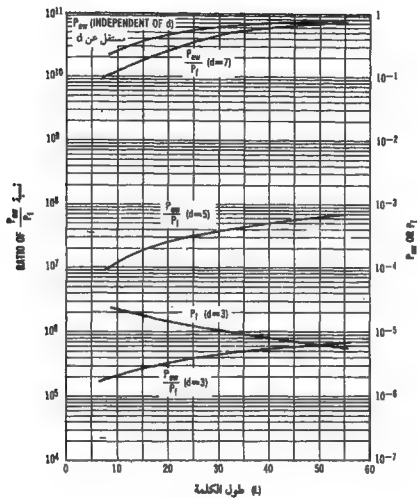
بما أن  $Pe \ll 1$  يمكن إيجاد التقريب من تمديد سلسلة تايلور على الشكل :

$$(1 - P_e)^{-L} \approx 1 + LP_e$$

لذلك تصبح المعادلة 6-3-8 على الشكل :

$$\frac{P_{err}}{P_f} = \left(\frac{1}{P_e}\right)^d LP_e = LP_e^{1-d} \gg 1 \quad 7-3-8$$

شرطية أن تكون  $L \gg Pe^{-1}$  . رسمت المعادلة 7-3-8 بحالة  $Pe = 0.03$  في الشكل 2-8 وتشير إلى أن معدل خطأ الكلمات أعلى بكثير من معدل التنبه الخاطئ في الظروف الطبيعية . وكذلك تزداد قيمة  $P_{ew}$  عندما يزداد الطول  $L$  ولكن  $P_f$  تتناقص مع زيادة الطول  $L$  .



الشكل 2-8

نسبة معدل خطأ الكلمات إلى معدل التنبيه الخطأ

مقابل مسافة هامنج ( $Pe = 0.03$ )

### 2-3-8 في بيئة رايلي

تواجه الاشارات المرسله في بيئة خفوت رايلي تفجر الاخطاء بسبب فترة الخفوت. تتعلق فترة الخفوت بسرعة الوحدة المتنقلة عندما تكون السرعة عالية تكون فترة الخفوت قصيرة، وعندما تكون السرعة منخفضة تكون فترة الخفوت طويلة. ولهذا فإن معدل خطأ الكلمات أو معدل خطأ الكلمات المشفرة يعتمد على سرعة العربة ومع ذلك فمن الصعب جداً إيجاد علاقة تحليلية لمعدل خطأ الكلمات بدلالة سرعة العربة، ولهذا نوقشت حالتان متطرفتان: حالة الخفوت السريع وحالة الخفوت البطيء.

### 3-3-8 حالة خفوت سريع في بيئة خفوت رايلي

تعرف حالة الخفوت السريع وكان سرعة الوحدة المتنقلة تقترب من اللانهاية وبالتأكيد فإن هذه الحالة غير واقعية. ومع ذلك فهي تخدم كقيمة حدية علوية لمعدل خطأ الكلمات. عندما تتزايد سرعة العربة إلى اللانهاية فإن توزيع خفوت الاتساع يبقى ثابتاً دون تبديل ولكن فترة الخفوت تقترب من الصفر. عند ارسال انسياب البتات بمعدل ثابت وبافتراض أن  $V = \infty$ ، عندئذ لا يوجد ارتباط بين البتات المتجاورة طالما ان خصائص الخفوت لكل بته هي موضع الاهتمام. في هذه الحالة يمكن معاملة كل بته مستقلة بمفردها. يمكن إيجاد متوسط معدل خطأ البتات  $\langle P_e \rangle$  لكل نظام رقمي خلال بيئة خفوت رايلي من الفصل 6-3 (من المعادلة 8-6-3 إلى معادلة 11-6-3). عندئذ يكون معدل خطأ الكلمات المشفرة لكلمة مشفرة  $(N, K)$  مع امكانية تصحيح  $t$  خطأ بنفس شكل المعادلة 2-3-8

$$\langle P_{\text{word}} \rangle = 1 - \sum_{k=0}^t C_N^k \langle P_e \rangle^k (1 - \langle P_e \rangle)^{N-k} \quad 8-3-8$$

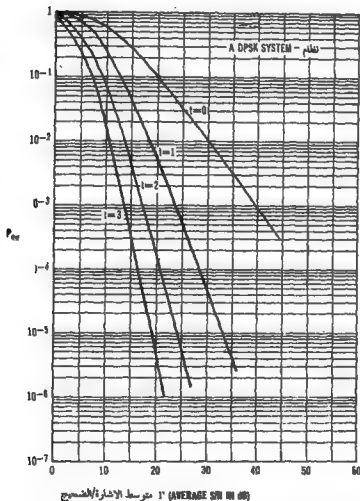
بين الرمز  $C_N^k$  في المعادلة 3-3-8.

استخدام نظام الابرار بزحزة الطور التفاضلي لتوضيح الاختلاف في  $\langle P_{\text{word}} \rangle$  بين هذه الحالة وحالة الخفوت البطيء المين في الفصل التالي، وذلك لبساطة علاقته (انظر المعادلة 8-6-3) في بيئة رايلي.

تبين التحاليل التالية استراتيجيات ارسال التشوير المختلفة.  
 الارسال العادي ( $t=0$ ):  
 يمكن إيجاد معدل خطأ الكلمات في حالة عدم وجود امكانية تصحيح الاخطاء  
 من المعادلة 8-3-8 بوضع  $t=0$

$$\langle P_{ew} \rangle = 1 - (1 - \langle P_e \rangle)^N \quad 9-3-8$$

رسمت المعادلة 9-3-8 في الشكل 3-8 لحالة N تساوي 22 بته.



(الشكل 3-8 معدل خطأ كلمة مشفرة من 22 بته في بيئة خفوت رايلي)

أرسال مشفر بشفرة تصحيح الأخطاء ( $t \neq 0$ ):  
يمكن الحصول على معدل خطأ الكلمات بوجود امكانية تصحيح الأخطاء  
لخطأ واحد ( $t=1$ ) من المعادلة 8-3-8 على الشكل:

$$\langle P_{\text{err}} \rangle = 1 - (1 - \langle P_e \rangle)^N - N(1 - \langle P_e \rangle)^{N-1} \langle P_e \rangle \quad 10-3-8$$

رسمت المعادلة 10-3-8 أيضاً في الشكل 3-8 لحالة N تساوي 22 بته

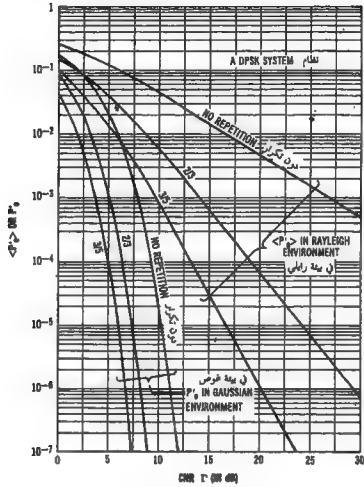
### الارسال المتكرر وعملية تصويت الغالبية:

في حالة ارسال كلمات متكررة تتطلب صيغة اعادة الكلمة إلى عملية تصويت الغالبية لكشف الكلمات المتكررة عند زمن الاستقبال. بافتراض ان كل كلمة قد أعيدت J مرة خلال الارسال فإن انسياب بتات الرسالة المقبلة J مرة يجب أن ترصف بته فبته كما هو مبين في الشكل 4-8. تكون J عادة رقماً فردياً ولكل بته من الرسالة تعداد J مرة. وإذا كان من بينها  $(\frac{J+1}{2})$  مرة معادة أو أكثر من الواحدات (1) فإن البته المستقبلية هي (1). تستخدم عملية تصويت الغالبية هذه لتحديد كل بته صحيحة من الرسالة عندئذ تُولف كلمات الرسالة الناتجة عند تصويت الغالبية لانسياب بتات الرسالة المحسن. لتوضيح هذه الاستراتيجية في تقليل خطأ الكلمات نفترض أن طرف الارسال يستخدم تشفيراً لتصحيح بته خاطئة واحدة وعند طرف الاستقبال بعد أن يتشكل انسياب بتات الرسالة المحسن بتطبيق عملية تصويت الغالبية تقوم امكانية تصحيح البته الخاطئة الواحدة بتحسين فرص الحصول على انسياب بتات رسالة خال من الأخطاء. في ظروف الحفوت السريع وبافتراض عدم وجود ارتباط بين أية اثنتين من البتات المكررة J مرة فإن معدل خطأ البتات المحسن  $\langle P_e' \rangle$  للمرات المكررة J مرة مع عملية تصويت الغالبية يمكن ان يعطى بالعلاقة:

$$\langle P_e' \rangle = \sum_{k=\frac{J+1}{2}}^J G_k \langle P_e \rangle^k (1 - \langle P_e \rangle)^{J-k} \quad 11-3-8$$

رسمت المعادلة 11-3-8 في الشكل 4-8 في حالتين من حالات عملية تصويت الغالبية: حالة اثنان من ثلاثة وحالة ثلاثة من خمسة باستخدام نظام الابرأق بيزرححة الطور التفاضلي. إن معدلات خطأ البتات المحسنة للارسال المتكرر أخفض من تلك للارسال غير المتكرر لأن في حالة الحفوت السريع تكون جميع بتات الرسالة غير

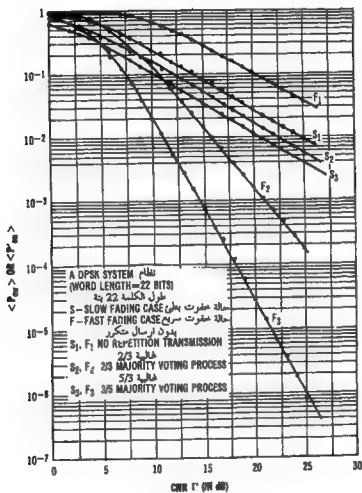




الشكل 5-8

مقارنة لمعدلات خطأ البتات المحسنة في بيئة رايلي وبيئة غوس  
(حالة خفوت سريع)

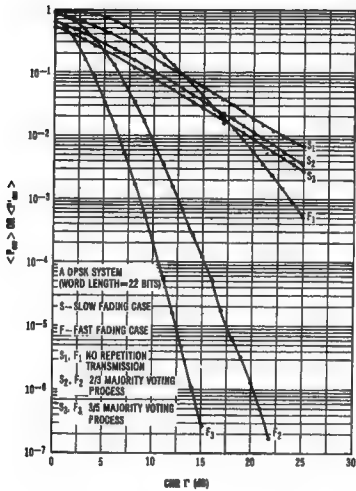
رسمت المعادلة 12-3-8 والمعادلة 13-3-8 في الشكلين 6-8 و 7-8 على التالي لمقارنة أداء الارسل المتكرر مع أداء الارسل غير المتكرر، بالمقارنة مع حالة ارسل غير مشفر وغير متكرر فإن الارسل المشفر والمتكرر يؤدي إلى تحسين الأداء بشكل كبير كما في الشكل 6-8 . والشكل 7-8 .



الشكل 6-8

معدلات خطأ البتات مع وبدون ارسل متكرر وبدون تشفير لتصحيح الأخطاء.





الشكل 7-8

معدلات خطأ البتات مع وبدون ارسال متكرر

تشفير لتصحيح خطأ واحد

4-3-8 حالة خفوت بطيء في بيئة خفوت رايلي:

حالة الخفوت البطيء هي عندما تتحرك الوحدة المتنقلة ببطء شديد ولكنها غير متوقفة. في هذه الحالة تكون جميع البتات مترابطة فيما بينها ولهذا إذا كانت إحدى البتات في حالة خفوت فإن احتمال كون البتات المجاورة لها في حالة خفوت أيضاً هو احتمال عال جداً. نفترض أن جميع البتات في الكلمة تقع تحت نفس شروط الخفوت أي أن جميعها تقع إما فوق الخفوت أو في نفس الخفوت. تعامل الكلمة في حالة الخفوت البطيء هذه وكأنها بتة واحدة في حالة الخفوت السريع. والنتيجة تكون متوسط معدل خطأ الكلمات لحالة خفوت بطيء في بيئة خفوت رايلي.

الارسال العادي ( $t = 0$ ):

تبين المعادلة 1-3-8 معدل خطأ الكلمات  $P_{\text{err}}$  لاشارة مرسلة في بيئة خفوت غوص. بما أن الكلمة بكاملها تعامل كأنها بتة مفردة أرسلت في بيئة خفوت رايلي فإن متوسط معدل خطأ الكلمات بهذا الشرط يصبح:

$$\langle P_{\text{err}} \rangle = \int_0^1 P_{\text{err}} p(\gamma) d\gamma \quad 14-3-8$$

حيث  $p(\gamma)$  هو تابع الكثافة الاحتمالي لخفوت رايلي المبين في المعادلة 7-6-3. رسمت المعادلة 14-3-8 في الشكل 6-8.

الارسال المشفر بتصحيح الأخطاء ( $t \neq 0$ ):

يمكن الحصول على معدل خطأ الكلمات مع القدرة على تصحيح خطأ واحد ( $t = 1$ ) في حالة الخفوت البطيء ( $V \rightarrow 0$ ) بأخذ متوسط الكلمة المشفرة كاملة كبتة مفردة في بيئة خفوت رايلي. وهذا يعني أنه يتميؤض المعادلة 2-3-8 في المعادلة 14-3-8. نجد معدل خطأ الكلمات للكلمة المشفرة كما هو مبين في الشكل 7-8.

الارسال المتكرر وعملية تصويت الغالبية.

يعطى معدل خطأ البتات المحسن  $P_b$  بعد عملية تصويت الغالبية لعدد  $M$  مرة من الارسال المتكرر بالعلاقة:

$$P_e' = \sum_{h=\frac{j+1}{2}}^j G_h^j P_e^h (1 - P_e)^{j-h} \quad 15-3-8$$

حيث  $P_e$  هو معدل خطأ البتات في بيئة غوص كما أدرجت في المعادلات من 1-6-3 إلى 4-6-3 . سيستخدم نظام الأبراق بزحزحة الطور التفاضلي لتوضيح الأداء .  
بتعمييض المعادلة 1-6-3 في المعادلة 14-3-8 نحصل على معدل خطأ البتات المحسن  $P_e'$  في الشكل 5-8 كما في بيئة غوص . معدل خطأ البتات المحسن  $P_e'$  في حالة الخفوت السريع أعلى منه في حالة الخفوت البطيء في كلا عمليتي تصويت الغالبية : اثنان من ثلاثة وثلاثة من خمسة . يكون متوسط معدل خطأ الكلبات الناتج عن الارسال المتكرر هذا هو:

$$\langle P_{\text{err}}' \rangle = \int P_{\text{err}}' p(\gamma) d\gamma \quad 16-3-8$$

حيث

$$P_{\text{err}}' = 1 - \sum_{h=0}^t G_h^N (1 - P_e')^{N-h} P_e'^h \quad \text{الشكل العام} \quad 17-3-8$$

$$= 1 - (1 - P_e')^N \quad (\text{حالة بدون تصحيح أخطاء } t=0)$$

$$= 1 - (1 - P_e')^N - N(1 - P_e')^{N-1} P_e' \quad (\text{حالة تصحيح خطأ واحد } t=1)$$

رسمت المعادلة 16-3-8 بحالة عدم تصحيح اخطاء وبحالة تصحيح خطأ واحد في الشكل 6-8 والشكل 7-8 على التوالي . إن عملية تصويت الغالبية بعدد أكبر من التكرار وعدد أعلى من تصحيح الاخطاء يحسن دائماً الأداء ، ولكن ذلك على حساب ضعف الكفاءة والانتاجية .

5-3-8 مقارنة بين حالة خفوت بطيء وحالة خفوت سريع .

في الارسال العادي أي بدون تصحيح أخطاء ويدون ارسال متكرر يكون اداء معدل

خطأ الكلمات في حالة الحفوت السريع أسوأ دائماً منه في حالة الحفوت البطيء. عندما يطبق الارسال المتكرر يتفوق أداء معدل خطأ الكلمات في حالة الحفوت السريع عنه في حالة الحفوت البطيء كما هو مبين في الشكلين 6-8 و 7-8. إضافة لذلك يصبح الأداء أكثر فعالية باستخدام التشفير والارسال المتكرر في حالة الحفوت السريع عنه في حالة الحفوت البطيء. بما أن معدل خطأ الكلمات الحقيقي يقع بين هاتين الحالتين فإنه نتيجة لما وجد أعلاه فإن فائدة استخدام الارسال المتكرر قد شرحت جيداً.

#### 4-8 تخصيص القنوات.

عند تصميم نظام اتصالات متنقل بمصادر محدودة من الترددات المخصصة يجب الأخذ بعين الاعتبار مخطط تخصيص القناة. هناك خطط كثيرة في تعيين القناة قد وصفت في هذا الفصل مثل تخصيص القناة الواحدة، تخصيص القناة ضمن خلية، المشاركة بالقناة واستعارة القناة.

##### 1-4-8 تخصيص القناة الواحدة

ذكر من قبل أن مصادر الاقنية محدودة وتتطلب محاولات لاعادة استخدامها في مواقع جغرافية مختلفة. إذا لم يحسن تصميم مخطط اعادة استخدام القناة فإن ذلك سيسبب تداخل القناة الواحدة في النظام ويؤثر على اداء النظام بكامله. يجب ازالة تداخل القناة الواحدة. تتحدد المسافة الصغرى أي التي يمكن عندها اغفال تداخل القناة الواحدة أولاً بتعيين النسبة المطلوبة للحامل إلى التداخل (CI) عند استقبال الإشارة ثم تعليق هذه النسبة بخسارة الانتشار والتي هي تابع لمسافة الانتشار مثلاً وصفت في الفصل 2-4.

هناك معلمة تدعى بعامل تخفيض القناة الواحدة تستخدم لفصل القناة الواحدة في منطقتين مختلفتين وقد ذكرت في الفصل 2-4 في ارض منبسطة مثالية

ولنسبة مطلوبة من الحامل إلى التداخل تعادل 18 ديسيبل أمكن الحصول على العامل  $\alpha$  بالشكل

$$\alpha = D/R = 4.6 \quad (\text{for } C/I \geq 18 \text{ dB}) \quad 1-4-8$$

حيث R نصف قطر الخلية، D المسافة بين خليتي القناة الواحدة لهذا أي إعادة، للقناة يجب أن تعين على مسافة D تعادل 4-6 مرة من نصف قطر الخلية.

$$D = 4.6 R \quad 2-4-8$$

ولكن في البيشة الحقيقية  $D = 6R$  هي المستخدمة في أنظمة الخلايا ذات الهوائيات غير الموجهة. في مناطق التلال تكبر قيمة  $\alpha$  عادة. هناك استراتيجيتان يمكن استخدامهما لتحسين القناة الواحدة وهي موصوفة في الفصل التالي.

### نسبة صفري ثابتة من الحامل إلى التداخل لجميع الأقنية.

تحت هذه الاستراتيجية تبقى سوية العتبة للمستقبلات المتنقلة نفسها وتبنى على أساس نسبة صفري من الحامل إلى التداخل (C/I). بعد ذلك تتبع جميع الأقنية نسبة مطلوبة من D/R لتحديد فاصل القناة الواحدة. إذا كان حجم الخلية أصغر يكون الفاصل أقل. إن فائدة استخدام هذه الاستراتيجية هي بساطة عمل النظام حيث لا توجد ضرورة لأن تتحكم محطة القاعدة (أو ما يلزم) موقع الخلية) في ضبط سويات عتبة اللواقط المتنقلة.

### نسبة صفري مختلفة من الحامل إلى التداخل بين جميع الأقنية.

تتميز مجموعة من الأقنية لكل خلية، تبنى بعض الأقنية على أساس سوية استقبال  $C/I = 18 \text{ dB}$  عند الوحدة المتنقلة ويبنى بعضها الآخر على أساس سوية أعلى من 18 ديسيبل ربما 24 ديسيبل. لم يعد عامل تخفيض القناة الواحدة في هذه الحالة مساوياً إلى 4.6. يمكن حسابه بتبديل  $C/I = 24 \text{ dB}$  في المعادلة 3-2-4 على أساس وجود 6 أقنية تداخل بالشكل:

$$\frac{C}{I} = \frac{\alpha^6}{6} \geq 251 \quad 3-4-8$$

$$\alpha \geq 6.23 \quad (\text{for } C/I \geq 24 \text{ dB})$$

ومنه (8-4-4)

يمكن وضع خطة النظام بالاستناد إلى هذه الاستراتيجية مثلما هو مبين في الشكل 8-8. إذا بنيت خلية بنصف قطر 10 ميل على أساس  $C/I = 18 \text{ dB}$  فإن حجم الخلية سيكون أصغر إذا بنيت على أساس  $C/I = 24 \text{ dB}$ . لا يمكن إيجاد حجم الخلية المصغرة من المعادلة 3-2-4 أو المعادلة 3-4-8 لأن هاتين المعادلتين صحيحتان لأي حجم من الخلايا. لهذا تستخدم قاعدة خسارة مسار انتشار الراديو المنقل 40 ديسيبل / العقد لحساب حجم الخلية المصغر. يتعلق الاختلاف في انصاف أقطار الخلية بالاختلاف في قدرة الحامل المستقبلية وهي 6 ديسيبل من المعادلة 20-3-2.

$$6 \text{ dB} = 40 \log \frac{10}{\alpha}$$

5-4-8

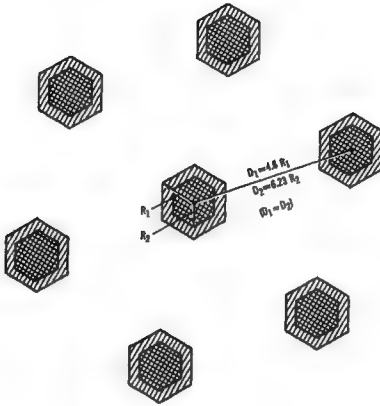
يكون نصف القطر الجديد  $\alpha$  هو 7 أميال كما هو مبين في الشكل 8-8. يمكن إيجاد مسافات فواصل القناة الواحدة للحالتين المختلفتين على الشكل:

$$D_1 = 10 \times 4.6 = 46 \text{ miles (for a 10-mile cell, and } C/I \geq 18 \text{ dB)}$$

$$D_2 = 7 \times 6.23 = 43.6 \text{ miles (for a 7-mile cell and } C/I \geq 24 \text{ dB)}$$

إن مسافتي الفصل نفسها تقريباً لذا لا تضاف مواقع خلايا جديدة. عند تطبيق هذه الاستراتيجية على تصميم النظام تقسم مصادر الترددات كلها إلى مجموعتين من الأتية. تستخدم إحدى المجموعتين لخدمة ظروف الحركة العامة في خلية الـ 16 كم (10 ميل) وتوجه المجموعة الأخرى للمناطق التي تحتاج إلى أتية أكثر لتستوعب الحركة المحلية.

لا تزيد هذه الاستراتيجية السعة الكلية للحركة ولكنها تحسن أداء النظام في مواقع محددة من الحركة شديدة الازدحام في الخلية.



خلاصة  
ASSIGNED  $\{F_1\}$ ,  $C/I \geq 18$  dB



خلاصة  
ASSIGNED  $\{F_1\}$ ,  $C/I \geq 24$  dB

TOTAL NUMBER OF CHANNELS IN A CELL =  $\{F_1\} = \{F_1\}_1 + \{F_1\}_2$

عدد القنوات الكلي في خلية

الشكل 8-8 مستويات مختلفة من  $C/I$  بين جميع الأقنية المستقبلية.

#### 2-4-8 تخصيص القناة ضمن خلية

تتحكم نسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد المذكورة في الفصل 4-4 بتخصيص القناة ضمن الخلية. لذلك يبنى تخصيص القناة على أساس الضغط المطلوب لنسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد وخصائص مرشاح أجهزة الاستقبال المتنقلة. من الشكل 2-4 إذا كانت نسبة مسافة الطرف القريب إلى الطرف البعيد هي 10 وكانت خصائص المرشاح هي 10 ديسيبل / الضعف عندئذ يجب فصل قناتي التردد المخصصتين في الخلية بمقدار 16 قناة طبيعية. ادخل في الفصل 5-5 مفهوم نظام الخلية وبين الشكل 16-5 مقدار 21 مجموعة فرعية ومن بينها كانت أقرب قناتين في المجموعة بعدان 7 أقتية عن بعضها. عين بحلر مجموعة أو أكثر من المجموعات الـ 21 في الخلية لكي تقلل نسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد، بين في الشكل 12-5 احتمال وجود وحدتين متنقلتين في نصفي قطرين محددين في الخلية. كما بين في الشكل 13-5 معدلات خطأ البتات الناتجة عن نسبة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد عند نسب محددة ومختلفة من  $d1/d2$ . يساعد هذان الشكلان في عرض استراتيجية تعيين التردد المناسب.

#### 3-4-8 المشاركة بالقناة

عند تخصيص التردد ووفقاً لظروف حركة الاتصالات المحلية يمكن لمجموعة من الأقتية الترددية أن تشترك بين موقعي خليتين إذا استخدمت هوائيات غير موجهة أو أن تشترك بين وجهين في موقع خلية إذا استخدمت هوائيات موجهة في الخلية. تزداد سعة الحمل المقدمة (المعركة كسعة خلية بعدد محدد من الأقتية) دائماً في أنظمة المشاركة بالقناة.

#### المشاركة بالقناة في خلية جهوائي غير موجه :

لنفترض أنه تم تعيين 45 قناة لكل موقع خلية. إذا عينت 15 قناة من بين الأقتية الـ 45 في كل موقع لتشترك مع خلية أخرى فإن أعلى رقم من الأقتية المتوفرة هو 60



وأقل رقم هو 30 قناة مثلما هو مبين في الشكل 8-9 أ. يمكن مقارنة كثافة حركة الاتصالات لمخطط المشاركة بالقناة هذا مع مخطط عدم المشاركة بالقناة. يستخدم نموذج ارلنغ B لتوضيح الفرق. يبنى نموذج ارلنغ B على أساس الخدمة بدون أفضلية الدور، أي أن المكالمات التي ليس لها منفذ تلغى. يدعى هذا بنظام الضياع لأن موقع الخلية يُضيع المشترك الذي يصل إليه عندما تكون جميع الأقنية مشغولة.

يُبنى نموذج ارلنغ C بطرؤف انتظار المكالمات غير النافذة. يظهر نموذج ارلنغ B ، وارلنغ C في الجدولين 8-1 و 8-2 على التوالي.

إذا كان عدد قنوات الخدمة N هو نفسه وكانت قيمة احتمال عدم النفاذ  $P(B)$  نفسها فإن نموذج ارلنغ B يقدم وحدات ارلنغ أكثر من نموذج ارلنغ C. من حدود المعطيات يمكن تشكيل نموذج سير الاتصالات الخلوية بين نموذجي ارلنغ. في هذا الفصل نستخدم جدول ارلنغ B فقط لحساب السعة التوصيلية.

تعطى الفرضيات التالية:

$N$  عدد الأقنية / الخلية.

$\bar{E}$  متوسط مدة المخابرة = 1,76 دقيقة.

$B$  احتمال عدم النفاذ = 2%

$A(N, B)$  الحمل المقدم (وهو تابع لكل من  $B, N$ ).

الحالة 1 : حالة عدم مشاركة بالقناة.

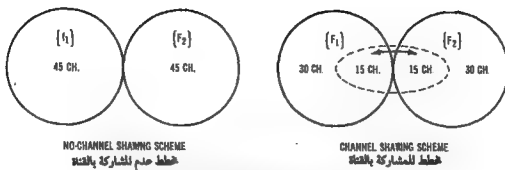
$N$  هي 45 قناة / الخلية (عدم مشاركة).

$A(45, 0.02)$  هي 35,6 ارلنغ (من الجدول 8-1).

$M$  عدد الوحدات المتنقلة التي يمكن خدمتها أو عدد المستثمرين.

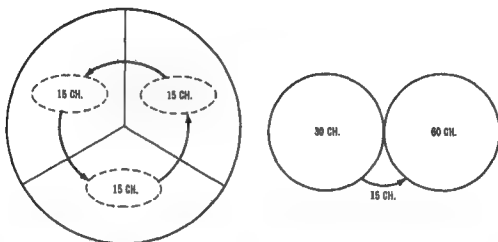
$$M = \frac{A \times 60 \text{ mins/hr}}{\bar{E}} = \frac{35.6 \times 60}{1.76} = 1214 \text{ مستثمر}$$

6-4-8



(A) Illustration of the difference between two schemes in an omnidirectional antenna system.

(أ) شرح للفرق بين خطين في نظام هوائي غير موجه



(B) Channel sharing scheme in a directional antenna system.

(ب) خطة استمارة للقنوات في نظام هوائي موجه

(C) Channel borrowing scheme in an omnidirectional antenna system.

(ج) خطة استمارة للقنوات في نظام هوائي غير موجه

## الشكل 9-8

خطة مختلفة لتخصيص القناة .

## جدولي ارلنغ

### B و C

Blocked-Calls-Cleared (Erlang B)

تابع جدول 1-8

A in Erl													
B													
1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%	60%
.0101	.0121	.0152	.0204	.0309	.0526	.0753	.111	.176	.250	.429	.667	1.00	1.50
.153	.168	.190	.223	.282	.381	.470	.595	.796	1.00	1.45	2.00	2.73	3.70
.455	.489	.535	.602	.715	.899	1.06	1.27	1.60	1.93	2.63	3.48	4.59	6.00
.869	.922	.992	1.09	1.26	1.52	1.75	2.05	2.50	2.95	3.89	5.02	6.50	8.44
1.36	1.43	1.52	1.66	1.88	2.22	2.50	2.88	3.45	4.01	5.19	6.60	8.44	10.4
1.91	2.00	2.11	2.28	2.54	2.96	3.30	3.76	4.44	5.11	6.51	8.19	10.4	12.4
2.50	2.60	2.74	2.94	3.25	3.74	4.14	4.67	5.44	6.23	7.86	9.80	12.4	14.3
3.13	3.25	3.40	3.63	3.99	4.54	5.00	5.60	6.50	7.37	9.21	11.4	14.3	16.3
3.78	3.92	4.09	4.34	4.75	5.37	5.88	6.53	7.55	8.52	10.6	13.0	16.3	18.3
4.46	4.61	4.81	5.08	5.53	6.22	6.78	7.51	8.62	9.68	12.0	14.7	18.3	20.3
5.16	5.32	5.54	5.84	6.33	7.08	7.69	8.49	9.69	10.9	13.3	16.3	20.3	22.2
5.88	6.05	6.29	6.61	7.14	7.95	8.61	9.47	10.8	12.0	14.7	18.0	22.2	24.2
6.61	6.80	7.05	7.40	7.97	8.83	9.54	10.5	11.9	13.2	16.1	19.6	24.2	26.8
7.35	7.56	7.82	8.20	8.80	9.73	10.3	11.5	13.0	14.4	17.5	21.2	26.8	28.2
8.11	8.33	8.61	9.01	9.65	10.6	11.4	12.5	14.1	15.6	18.8	22.9	28.2	30.2
8.88	9.11	9.41	9.83	10.5	11.5	12.4	13.5	15.2	16.8	20.3	24.5	30.2	32.2
9.65	9.89	10.2	10.7	11.4	12.5	13.4	14.5	16.3	18.0	21.7	26.2	32.2	34.2
10.4	10.7	11.0	11.5	12.2	13.4	14.3	15.5	17.4	19.2	23.1	27.8	34.2	36.2
11.2	11.5	11.8	12.3	13.1	14.3	15.2	16.6	18.5	20.4	24.5	29.5	36.2	38.2
12.0	12.3	12.7	13.2	14.0	15.2	16.3	17.6	19.6	21.6	25.9	31.2	38.2	40.2
12.8	13.1	13.5	14.0	14.9	16.2	17.3	18.7	20.8	22.8	27.3	32.8	40.2	42.1
13.7	14.0	14.3	14.9	15.8	17.1	18.2	19.7	21.9	24.1	28.7	34.5	42.1	44.1
14.5	14.8	15.2	15.8	16.7	18.1	19.2	20.7	23.0	25.3	30.1	36.1	44.1	46.1
15.3	15.6	16.0	16.6	17.6	19.0	20.2	21.8	24.2	26.5	31.6	37.8	46.1	48.1
16.1	16.5	16.9	17.5	18.5	20.0	21.2	22.8	25.3	27.7	33.0	39.4	48.1	50.1
17.0	17.3	17.8	18.4	19.4	20.9	22.2	23.9	26.4	28.9	34.4	41.1	50.1	52.1
17.8	18.2	18.6	19.3	20.3	21.9	23.2	24.9	27.6	30.2	35.8	42.8	52.1	54.1
18.6	19.0	19.5	20.2	21.2	22.9	24.2	26.0	28.7	31.4	37.2	44.4	54.1	56.1
19.5	19.9	20.4	21.0	22.1	23.8	25.2	27.1	29.9	32.6	38.6	46.1	56.1	58.1
20.3	20.7	21.2	21.9	23.1	24.8	26.3	28.1	31.0	33.8	40.0	47.1	58.1	60.1
21.2	21.6	22.1	22.8	24.0	25.8	27.2	29.2	32.1	35.1	41.3	49.4	60.1	62.1
22.0	22.5	23.0	23.7	24.9	26.7	28.2	30.2	33.3	36.3	42.9	51.1	62.1	64.1
22.9	23.3	23.9	24.6	25.8	27.7	29.3	31.3	34.4	37.5	44.3	52.7	64.1	66.1
23.8	24.2	24.8	25.5	26.8	28.7	30.3	32.4	35.6	38.8	45.7	54.4	66.1	68.1
24.6	25.1	25.6	26.4	27.7	29.7	31.3	33.4	36.7	40.0	47.1	56.0	68.1	70.1
25.5	26.0	26.5	27.3	28.6	30.7	32.3	34.5	37.9	41.2	48.6	57.7	70.1	72.1
26.4	26.8	27.4	28.3	29.6	31.6	33.3	35.6	39.0	42.4	50.0	59.4	72.1	74.1
27.3	27.7	28.3	29.2	30.5	32.6	34.4	36.6	40.2	43.7	51.4	61.0	74.1	76.1
28.1	28.6	29.2	30.1	31.5	33.6	35.4	37.7	41.3	44.9	52.8	62.7	76.1	78.1
29.0	29.5	30.1	31.0	32.4	34.6	36.4	38.8	42.5	46.1	54.2	64.4	78.1	80.1
29.9	30.4	31.0	31.9	33.4	35.6	37.4	39.9	43.6	47.4	55.7	66.0	80.1	82.1
30.8	31.3	31.9	32.8	34.3	36.6	38.4	40.9	44.8	48.6	57.1	67.7	82.1	84.1
31.7	32.2	32.8	33.8	35.3	37.6	39.5	42.0	45.9	49.9	58.5	69.3	84.1	86.1
32.5	33.1	33.7	34.7	36.2	38.6	40.5	43.1	47.1	51.1	59.9	71.0	86.1	88.1
33.4	34.0	34.6	35.6	37.2	39.6	41.5	44.2	48.2	52.3	61.3	72.7	88.1	90.1
34.3	34.9	35.6	36.5	38.1	40.5	42.6	45.2	49.6	53.6	62.8	74.3	90.1	92.1
35.2	35.8	36.5	37.5	39.1	41.5	43.6	46.3	50.8	54.8	64.2	76.0	92.1	94.1
36.1	36.7	37.4	38.4	40.0	42.5	44.6	47.4	51.7	56.0	65.6	77.7	94.1	96.1
37.0	37.6	38.3	39.3	41.0	43.5	45.7	48.5	52.9	57.3	67.0	79.3	96.1	98.1
37.9	38.5	39.2	40.3	41.9	44.5	46.7	49.6	54.0	58.5	68.5	81.0	98.1	100
1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%	60%

الجدول 1-8 جداول اربلغ نمونج B- ضياح المكالمات غير النافذة

N	(Offered Load)										A in Erl									
	B (Blocking Probability)																			
	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%
1	.0001	.0002	.0003	.0005	.0010	.0020	.0030	.0040	.0050	.0060	.0070	.0081	.0091							
2	.0142	.0202	.0248	.0321	.0458	.0653	.0806	.0937	.105	.116	.126	.135	.144							
3	.0868	.110	.127	.152	.194	.249	.289	.321	.349	.374	.397	.418	.437							
4	.235	.282	.315	.362	.439	.535	.602	.656	.701	.741	.777	.810	.841							
5	.452	.527	.577	.649	.762	.900	.994	1.07	1.13	1.19	1.24	1.28	1.32							
6	.728	.832	.900	.996	1.15	1.33	1.45	1.54	1.62	1.69	1.75	1.81	1.86							
7	1.05	1.19	1.27	1.39	1.58	1.80	1.95	2.06	2.16	2.24	2.31	2.38	2.44							
8	1.42	1.58	1.69	1.83	2.05	2.31	2.48	2.62	2.73	2.83	2.91	2.99	3.06							
9	1.83	2.01	2.13	2.30	2.56	2.85	3.05	3.21	3.33	3.44	3.54	3.63	3.71							
10	2.26	2.47	2.61	2.80	3.09	3.43	3.65	3.82	3.96	4.08	4.19	4.29	4.38							
11	2.72	2.96	3.12	3.33	3.65	4.02	4.27	4.45	4.61	4.74	4.86	4.97	5.07							
12	3.21	3.47	3.65	3.88	4.23	4.64	4.90	5.11	5.28	5.43	5.55	5.67	5.78							
13	3.71	4.01	4.19	4.45	4.83	5.27	5.56	5.78	5.96	6.12	6.26	6.39	6.50							
14	4.24	4.56	4.76	5.03	5.45	5.92	6.23	6.47	6.66	6.83	6.98	7.12	7.24							
15	4.78	5.12	5.34	5.63	6.08	6.58	6.91	7.17	7.38	7.56	7.71	7.86	7.99							
16	5.34	5.70	5.94	6.25	6.72	7.26	7.61	7.88	8.10	8.29	8.46	8.61	8.75							
17	5.91	6.30	6.55	6.88	7.38	7.96	8.32	8.60	8.83	9.03	9.21	9.37	9.52							
18	6.50	6.91	7.17	7.52	8.05	8.64	9.03	9.33	9.58	9.79	9.98	10.1	10.3							
19	7.09	7.53	7.80	8.17	8.72	9.35	9.76	10.1	10.3	10.6	10.7	10.9	11.1							
20	7.70	8.16	8.44	8.83	9.41	10.1	10.5	10.8	11.1	11.3	11.5	11.7	11.9							
21	8.32	8.79	9.10	9.50	10.1	10.8	11.2	11.6	11.9	12.1	12.3	12.5	12.7							
22	8.95	9.44	9.76	10.2	10.8	11.5	12.0	12.3	12.6	12.9	13.1	13.3	13.5							
23	9.58	10.1	10.4	10.9	11.5	12.3	12.7	13.1	13.4	13.7	13.9	14.1	14.3							
24	10.2	10.8	11.1	11.6	12.2	13.0	13.5	13.9	14.2	14.5	14.7	14.9	15.1							
25	10.9	11.4	11.8	12.3	13.0	13.8	14.3	14.7	15.0	15.3	15.5	15.7	15.9							
26	11.5	12.1	12.5	13.0	13.7	14.5	15.1	15.5	15.8	16.1	16.3	16.6	16.8							
27	12.2	12.8	13.2	13.7	14.4	15.3	15.8	16.3	16.6	16.9	17.2	17.4	17.6							
28	12.9	13.5	13.9	14.4	15.2	16.1	16.6	17.1	17.4	17.7	18.0	18.2	18.4							
29	13.6	14.2	14.6	15.1	15.9	16.8	17.4	17.9	18.2	18.5	18.8	19.1	19.3							
30	14.2	14.9	15.3	15.9	16.7	17.6	18.2	18.7	19.0	19.4	19.6	19.9	20.1							
31	14.9	15.6	16.0	16.6	17.4	18.4	19.0	19.5	19.9	20.2	20.5	20.7	21.0							
32	15.6	16.3	16.8	17.3	18.2	19.2	19.8	20.3	20.7	21.0	21.3	21.6	21.8							
33	16.3	17.0	17.5	18.1	19.0	20.0	20.6	21.1	21.5	21.9	22.2	22.4	22.7							
34	17.0	17.8	18.2	18.8	19.7	20.8	21.4	21.9	22.3	22.7	23.0	23.3	23.5							
35	17.8	18.5	19.0	19.6	20.5	21.6	22.2	22.7	23.2	23.5	23.8	24.1	24.4							
36	18.5	19.2	19.7	20.3	21.3	22.4	23.1	23.6	24.0	24.4	24.7	25.0	25.3							
37	19.2	20.0	20.5	21.1	22.1	23.2	23.9	24.4	24.8	25.2	25.6	25.9	26.1							
38	19.9	20.7	21.2	21.9	22.9	24.0	24.7	25.2	25.7	26.1	26.4	26.7	27.0							
39	20.6	21.5	22.0	22.6	23.7	24.8	25.5	26.1	26.5	26.9	27.3	27.6	27.9							
40	21.4	22.2	22.7	23.4	24.4	25.6	26.3	26.9	27.4	27.8	28.1	28.5	28.7							
41	22.1	23.0	23.5	24.2	25.2	26.4	27.2	27.8	28.2	28.6	29.0	29.3	29.6							
42	22.8	23.7	24.2	25.0	26.0	27.2	28.0	28.6	29.1	29.5	29.9	30.2	30.5							
43	23.6	24.5	25.0	25.7	26.8	28.1	28.8	29.4	29.9	30.4	30.7	31.1	31.4							
44	24.3	25.2	25.8	26.5	27.6	28.9	29.7	30.3	30.8	31.2	31.6	31.9	32.3							
45	25.1	26.0	26.6	27.3	28.4	29.7	30.5	31.1	31.7	32.1	32.5	32.8	33.1							
46	25.8	26.8	27.3	28.1	29.3	30.5	31.4	32.0	32.5	33.0	33.4	33.7	34.0							
47	26.6	27.5	28.1	28.9	30.1	31.4	32.2	32.9	33.4	33.8	34.2	34.6	34.9							
48	27.3	28.3	28.9	29.7	30.9	32.2	33.1	33.7	34.2	34.7	35.1	35.5	35.8							
49	28.1	29.1	29.7	30.5	31.7	33.0	33.9	34.6	35.1	35.6	36.0	36.4	36.7							
50	28.9	29.9	30.5	31.3	32.5	33.9	34.8	35.4	36.0	36.5	36.9	37.2	37.6							
N	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%	B						

Table 8-1 (cont.)

تابع جدول 8-1

A in Eri													
B													
1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%	60%
37.9	38.5	39.2	40.3	41.9	44.5	46.7	49.6	54.0	58.5	68.5	81.0	98.1	
38.8	39.4	40.1	41.2	42.9	45.5	47.7	50.6	55.2	59.7	69.9	82.7	100.1	
39.7	40.3	41.0	42.1	43.9	46.5	48.8	51.7	56.3	61.0	71.3	84.3	102.1	
40.6	41.2	42.0	43.1	44.8	47.5	49.8	52.8	57.5	62.2	72.7	86.0	104.1	
41.5	42.1	42.9	44.0	45.8	48.5	50.8	53.9	58.7	63.5	74.2	87.6	106.1	
42.4	43.0	43.8	44.9	46.7	49.5	51.9	55.0	59.8	64.7	75.6	89.3	108.1	
43.3	43.9	44.7	45.9	47.7	50.5	52.9	56.1	61.0	65.9	77.0	91.0	110.1	
44.2	44.8	45.7	46.8	48.7	51.5	53.9	57.1	62.1	67.2	78.4	92.6	112.1	
45.1	45.8	46.6	47.8	49.6	52.6	55.0	58.2	63.3	68.4	79.8	94.3	114.1	
46.0	46.7	47.5	48.7	50.6	53.6	56.0	59.3	64.5	69.7	81.3	96.0	116.1	
46.9	47.6	48.4	49.6	51.6	54.6	57.1	60.4	65.6	70.9	82.7	97.6	118.1	
47.9	48.5	49.4	50.6	52.5	55.6	58.1	61.5	66.8	72.1	84.1	99.3	120.1	
48.8	49.4	50.3	51.5	53.5	56.6	59.1	62.6	68.0	73.4	85.5	101.0	122.1	
49.7	50.4	51.2	52.5	54.5	57.6	60.2	63.7	69.1	74.6	87.0	102.6	124.1	
50.6	51.3	52.2	53.4	55.4	58.6	61.2	64.8	70.3	75.9	88.4	104.3	126.1	
51.5	52.2	53.1	54.4	56.4	59.6	62.3	65.8	71.4	77.1	89.8	106.0	128.1	
52.4	53.1	54.0	55.3	57.4	60.6	63.3	66.9	72.6	78.3	91.2	107.6	130.1	
53.4	54.1	55.0	56.3	58.4	61.6	64.4	68.0	73.8	79.6	92.7	109.3	132.1	
54.3	55.0	55.9	57.2	59.3	62.6	65.4	69.1	74.9	80.8	94.1	111.0	134.1	
55.2	55.9	56.9	58.2	60.3	63.7	66.4	70.3	76.1	82.1	95.5	112.6	136.1	
56.1	56.8	57.8	59.1	61.3	64.7	67.5	71.5	77.3	83.3	96.9	114.3	138.1	
57.0	57.8	58.7	60.1	62.3	65.7	68.5	72.4	78.4	84.6	98.4	115.9	140.1	
58.0	58.7	59.7	61.0	63.2	66.7	69.6	73.5	79.6	85.8	99.8	117.6	142.1	
58.9	59.6	60.6	62.0	64.2	67.7	70.6	74.6	80.8	87.0	101.2	119.3	144.1	
59.8	60.6	61.6	62.9	65.2	68.7	71.7	75.6	81.9	88.3	102.7	120.9	146.1	
60.7	61.5	62.5	63.9	66.2	69.7	72.7	76.7	83.1	89.5	104.1	122.6	148.1	
61.7	62.4	63.4	64.9	67.2	70.8	73.8	77.8	84.2	90.8	105.5	124.3	150.1	
62.6	63.4	64.4	65.8	68.1	71.8	74.8	78.9	85.4	92.0	106.9	125.9	152.1	
63.5	64.3	65.3	66.8	69.1	72.8	75.9	80.0	86.6	93.3	108.4	127.5	154.1	
64.4	65.2	66.3	67.7	70.1	73.8	76.9	81.1	87.7	94.5	109.8	129.3	156.1	
65.4	66.2	67.2	68.7	71.1	74.8	78.0	82.2	88.9	95.7	111.2	130.9	158.1	
66.3	67.1	68.2	69.6	72.1	75.8	79.0	83.3	90.1	97.0	112.6	132.6	160.1	
67.2	68.0	69.1	70.6	73.0	76.9	80.1	84.4	91.2	98.2	114.1	134.3	162.1	
68.2	69.0	70.1	71.6	74.0	77.9	81.1	85.5	92.4	99.5	115.5	135.9	164.1	
69.1	69.9	71.0	72.5	75.0	78.9	82.2	86.6	93.6	100.7	116.9	137.6	166.1	
70.0	70.9	71.9	73.5	76.0	79.9	83.2	87.7	94.7	102.0	118.3	139.3	168.1	
70.9	71.8	72.9	74.5	77.0	80.9	84.3	88.8	95.9	103.2	119.8	140.9	170.1	
71.9	72.7	73.8	75.4	78.0	82.0	85.3	89.9	97.1	104.5	121.2	142.6	172.1	
72.8	73.7	74.8	76.4	78.9	83.0	86.4	91.0	98.2	105.7	122.6	144.3	174.1	
73.7	74.6	75.7	77.3	79.9	84.0	87.4	92.1	99.4	106.9	124.0	145.9	176.1	
74.7	75.6	76.7	78.3	80.9	85.0	88.5	93.1	100.6	108.2	125.5	147.6	178.1	
75.6	76.5	77.6	79.3	81.9	86.0	89.5	94.2	101.7	109.4	126.9	149.3	180.1	
76.6	77.4	78.6	80.2	82.9	87.1	90.6	95.3	102.9	110.7	128.3	150.9	182.1	
77.5	78.4	79.6	81.2	83.9	88.1	91.6	96.4	104.1	111.9	129.7	152.6	184.1	
78.4	79.3	80.5	82.2	84.9	89.1	92.7	97.5	105.3	113.2	131.2	154.3	186.1	
79.4	80.3	81.5	83.1	85.8	90.1	93.7	98.6	106.4	114.4	132.6	155.9	188.1	
80.3	81.2	82.4	84.1	86.8	91.1	94.8	99.7	107.6	115.7	134.0	157.6	190.1	
81.2	82.2	83.4	85.1	87.8	92.2	95.8	100.8	108.8	116.9	135.5	159.3	192.1	
82.2	83.1	84.3	86.0	88.8	93.2	96.9	101.9	109.9	118.2	136.9	160.9	194.1	
83.1	84.1	85.3	87.0	89.8	94.2	97.9	103.0	111.1	119.4	138.3	162.6	196.1	
84.1	85.0	86.2	88.0	90.8	95.2	99.0	104.1	112.3	120.6	139.7	164.3	198.1	
1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%	60%
B													

تابع جدول 1-8 (cont.)

A in Exl													
N	B												
	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%
50	28.9	29.9	30.5	31.3	32.5	33.9	34.8	35.4	36.0	36.5	36.9	37.2	37.6
51	29.6	30.6	31.3	32.1	33.3	34.7	35.6	36.3	36.9	37.3	37.8	38.1	38.5
52	30.4	31.4	32.0	32.9	34.2	35.6	36.5	37.2	37.7	38.2	38.6	39.0	39.4
53	31.2	32.2	32.8	33.7	35.0	36.4	37.3	38.0	38.6	39.1	39.5	39.9	40.3
54	31.9	33.0	33.6	34.5	35.8	37.2	38.2	38.9	39.5	40.0	40.4	40.8	41.2
55	32.7	33.8	34.4	35.3	36.6	38.1	39.0	39.8	40.4	40.9	41.3	41.7	42.1
56	33.5	34.6	35.2	36.1	37.5	38.9	39.9	40.6	41.2	41.7	42.2	42.6	43.0
57	34.3	35.4	36.0	36.9	38.3	39.8	40.8	41.5	42.1	42.6	43.1	43.5	43.9
58	35.1	36.2	36.8	37.8	39.1	40.6	41.6	42.4	43.0	43.5	44.0	44.4	44.8
59	35.8	37.0	37.6	38.6	40.0	41.5	42.5	43.3	43.9	44.4	44.9	45.3	45.7
60	36.6	37.8	38.5	39.4	40.8	42.4	43.4	44.1	44.8	45.3	45.8	46.2	46.6
61	37.4	38.6	39.3	40.2	41.6	43.2	44.2	45.0	45.6	46.2	46.7	47.1	47.5
62	38.2	39.4	40.1	41.0	42.5	44.1	45.1	45.9	46.5	47.1	47.6	48.0	48.4
63	39.0	40.2	40.9	41.9	43.3	44.9	46.0	46.8	47.4	48.0	48.5	48.9	49.3
64	39.8	41.0	41.7	42.7	44.2	45.8	46.8	47.6	48.3	48.9	49.4	49.8	50.2
65	40.6	41.8	42.5	43.5	45.0	46.6	47.7	48.5	49.2	49.8	50.3	50.7	51.1
66	41.4	42.6	43.3	44.4	45.8	47.5	48.6	49.4	50.1	50.7	51.2	51.6	52.0
67	42.2	43.4	44.2	45.2	46.7	48.4	49.5	50.3	51.0	51.6	52.1	52.5	53.0
68	43.0	44.2	45.0	46.0	47.5	49.2	50.3	51.2	51.9	52.5	53.0	53.4	53.9
69	43.8	45.0	45.8	46.8	48.4	50.1	51.2	52.1	52.8	53.4	53.9	54.4	54.8
70	44.6	45.8	46.6	47.7	49.2	51.0	52.1	53.0	53.7	54.3	54.8	55.3	55.7
71	45.4	46.7	47.5	48.5	50.1	51.8	53.0	53.8	54.6	55.2	55.7	56.2	56.6
72	46.2	47.5	48.3	49.4	50.9	52.7	53.9	54.7	55.5	56.1	56.6	57.1	57.5
73	47.0	48.3	49.1	50.2	51.8	53.6	54.7	55.6	56.4	57.0	57.5	58.0	58.5
74	47.8	49.1	49.9	51.0	52.7	54.5	55.6	56.5	57.3	57.9	58.4	58.9	59.4
75	48.6	49.9	50.8	51.9	53.5	55.3	56.5	57.4	58.2	58.8	59.3	59.8	60.3
76	49.4	50.8	51.6	52.7	54.4	56.2	57.4	58.3	59.1	59.7	60.3	60.8	61.2
77	50.2	51.6	52.4	53.6	55.2	57.1	58.3	59.2	60.0	60.6	61.2	61.7	62.1
78	51.1	52.4	53.3	54.4	56.1	58.0	59.2	60.1	60.9	61.5	62.1	62.6	63.1
79	51.9	53.2	54.1	55.3	56.9	58.8	60.1	61.0	61.8	62.4	63.0	63.5	64.0
80	52.7	54.1	54.9	56.1	57.8	59.7	61.0	61.9	62.7	63.3	63.9	64.4	64.9
81	53.5	54.9	55.8	56.9	58.7	60.6	61.8	62.8	63.6	64.2	64.8	65.4	65.8
82	54.3	55.7	56.6	57.8	59.5	61.5	62.7	63.7	64.5	65.2	65.7	66.3	66.8
83	55.1	56.6	57.5	58.6	60.4	62.4	63.6	64.6	65.4	66.1	66.7	67.2	67.7
84	56.0	57.4	58.3	59.5	61.3	63.2	64.5	65.5	66.3	67.0	67.6	68.1	68.6
85	56.8	58.2	59.1	60.4	62.1	64.1	65.4	66.4	67.2	67.9	68.5	69.1	69.6
86	57.6	59.1	60.0	61.2	63.0	65.0	66.3	67.3	68.1	68.8	69.4	70.0	70.5
87	58.4	59.9	60.8	62.1	63.9	65.9	67.2	68.2	69.0	69.7	70.3	70.9	71.4
88	59.3	60.8	61.7	62.9	64.7	66.8	68.1	69.1	69.9	70.6	71.3	71.8	72.3
89	60.1	61.6	62.5	63.8	65.6	67.7	69.0	70.0	70.8	71.6	72.2	72.8	73.3
90	60.9	62.4	63.4	64.6	66.5	68.6	69.9	70.9	71.8	72.5	73.1	73.7	74.2
91	61.8	63.3	64.2	65.5	67.4	69.4	70.8	71.8	72.7	73.4	74.0	74.6	75.1
92	62.6	64.1	65.1	66.3	68.2	70.3	71.7	72.7	73.6	74.3	75.0	75.5	76.1
93	63.4	65.0	65.9	67.2	69.1	71.2	72.6	73.6	74.5	75.2	75.9	76.5	77.0
94	64.2	65.8	66.8	68.1	70.0	72.1	73.5	74.5	75.4	76.2	76.8	77.4	77.9
95	65.1	66.6	67.6	68.9	70.9	73.0	74.4	75.5	76.3	77.1	77.7	78.3	78.9
96	65.9	67.5	68.5	69.8	71.7	73.9	75.3	76.4	77.2	78.0	78.7	79.3	79.8
97	66.8	68.3	69.3	70.7	72.6	74.8	76.2	77.3	78.2	78.9	79.6	80.2	80.7
98	67.6	69.2	70.2	71.5	73.5	75.7	77.1	78.2	79.1	79.8	80.5	81.1	81.7
99	68.4	70.0	71.0	72.4	74.4	76.6	78.0	79.1	80.0	80.8	81.4	82.0	82.6
100	69.3	70.9	71.9	73.2	75.2	77.5	78.9	80.0	80.9	81.7	82.4	83.0	83.5
N	B												
	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%

Table 8-1 (cont.)

تابع جدول 8-1

A in Ref													
B													
1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%	
84.1	85.0	86.2	88.0	90.8	95.2	99.0	104.1	112.3	120.6	139.7	164.3	198.0	
85.9	86.9	88.1	89.9	92.8	97.3	101.1	106.3	114.6	123.1	142.6	167.6	202.0	
87.8	88.8	90.1	91.9	94.8	99.3	103.2	108.5	116.9	125.6	145.4	170.9	206.9	
89.7	90.7	92.0	93.8	96.7	101.4	105.3	110.7	119.3	128.1	148.3	174.2	210.0	
91.6	92.6	93.9	95.7	98.7	103.4	107.4	112.9	121.6	130.6	151.1	177.6	214.0	
93.5	94.5	95.8	97.7	100.7	105.5	109.5	115.1	124.0	133.1	154.0	180.9	218.0	
95.4	96.4	97.7	99.6	102.7	107.5	111.7	117.3	126.3	135.6	156.9	184.2	222.0	
97.3	98.3	99.7	101.6	104.7	109.6	113.8	119.3	128.6	138.1	159.7	187.6	226.0	
99.2	100.2	101.6	103.5	106.7	111.7	115.9	121.7	131.0	140.6	162.6	190.9	230.0	
101.1	102.1	103.5	105.5	108.7	113.7	118.0	123.9	133.3	143.1	165.4	194.2	234.0	
103.0	104.0	105.4	107.4	110.7	115.8	120.1	126.1	135.7	145.6	168.3	197.6	238.0	
104.9	105.9	107.4	109.4	112.6	117.8	122.2	128.3	138.0	148.1	171.1	200.9	242.0	
106.8	107.9	109.3	111.3	114.6	119.9	124.4	130.5	140.3	150.6	174.0	204.2	246.0	
108.7	109.8	111.2	113.3	116.6	121.9	126.5	132.7	142.7	153.0	176.8	207.6	250.0	
110.6	111.7	113.2	115.2	118.6	124.0	128.6	134.9	145.0	155.5	179.7	210.9	254.0	
112.5	113.6	115.1	117.2	120.6	126.1	130.7	137.1	147.4	158.0	182.3	214.2	258.0	
114.4	115.5	117.0	119.1	122.6	128.1	132.8	139.3	149.7	160.5	185.4	217.6	262.0	
116.3	117.4	119.0	121.1	124.6	130.2	134.9	141.5	152.0	163.0	188.3	220.9	266.0	
118.2	119.4	120.9	123.1	126.6	132.3	137.1	143.7	154.4	165.5	191.1	224.2	270.0	
120.1	121.3	122.8	125.0	128.6	134.3	139.2	145.9	156.7	168.0	194.0	227.6	274.0	
122.0	123.2	124.8	127.0	130.6	136.4	141.3	148.1	159.1	170.5	196.8	230.9	278.0	
123.9	125.1	126.7	128.9	132.6	138.4	143.4	150.3	161.4	173.0	199.7	234.2	282.0	
125.8	127.0	128.6	130.9	134.6	140.5	145.6	152.5	163.8	175.5	202.3	237.6	286.0	
127.7	129.0	130.6	132.9	136.6	142.6	147.7	154.7	166.1	178.0	205.4	240.9	290.0	
129.7	130.9	132.5	134.8	138.6	144.6	149.8	156.9	168.5	180.5	208.2	244.2	294.0	
131.6	132.8	134.5	136.8	140.6	146.7	151.9	159.1	170.8	183.0	211.1	247.6	298.0	
133.5	134.8	136.4	138.8	142.6	148.8	154.0	161.3	173.1	185.5	214.0	250.9	302.0	
135.4	136.7	138.4	140.7	144.6	150.8	156.2	163.5	175.5	188.0	216.8	254.2	306.0	
137.3	138.6	140.3	142.7	146.6	152.9	158.3	165.7	177.8	190.5	219.7	257.6	310.0	
139.2	140.5	142.3	144.7	148.6	155.0	160.4	167.9	180.2	193.0	222.5	260.9	314.0	
141.2	142.5	144.2	146.6	150.6	157.0	162.5	170.2	182.5	195.5	225.4	264.2	318.0	
143.1	144.4	146.1	148.6	152.7	159.1	164.7	172.4	184.9	198.0	228.2	267.6	322.0	
145.0	146.3	148.1	150.6	154.7	161.2	166.8	174.6	187.2	200.4	231.1	270.9	326.0	
146.9	148.2	150.0	152.6	156.7	163.3	168.9	176.8	189.6	202.9	233.9	274.2	330.0	
148.9	150.2	152.0	154.5	158.7	165.3	171.0	179.0	191.9	205.4	236.8	277.6	334.0	
150.8	152.1	153.9	156.5	160.7	167.4	173.2	181.2	194.2	207.9	239.7	280.9	338.0	
152.7	154.1	155.9	158.5	162.7	169.5	175.3	183.4	196.6	210.4	242.5	284.2	342.0	
154.6	156.0	157.8	160.4	164.7	171.5	177.4	185.6	198.9	212.9	245.4	287.6	346.0	
156.5	158.0	159.8	162.4	166.7	173.4	179.5	187.8	201.3	215.4	248.2	290.9	350.0	
158.5	159.9	161.8	164.4	168.7	175.7	181.7	190.0	203.6	217.9	251.1	294.2	354.0	
160.4	161.8	163.7	166.4	170.7	177.8	183.8	192.2	206.0	220.4	253.9	297.5	358.0	
162.3	163.8	165.7	168.3	172.8	179.8	185.9	194.4	208.3	222.9	256.8	300.9	362.0	
164.3	165.7	167.6	170.3	174.8	181.9	188.1	196.6	210.7	225.4	259.6	304.2	366.0	
166.2	167.7	169.6	172.3	176.8	184.0	190.2	198.9	213.0	227.9	262.5	307.5	370.0	
168.1	169.6	171.5	174.3	178.8	186.1	192.3	201.1	215.4	230.4	265.4	310.9	374.0	
170.1	171.5	173.5	176.3	180.8	188.1	194.5	203.3	217.7	232.9	268.2	314.2	378.0	
172.0	173.5	175.4	178.2	182.8	190.2	196.6	205.5	220.1	235.4	271.1	317.5	382.0	
173.9	175.4	177.4	180.2	184.8	192.3	198.7	207.7	222.4	237.9	273.9	320.9	386.0	
175.9	177.4	179.4	182.2	186.9	194.4	200.8	209.9	224.8	240.4	276.8	324.2	390.0	
177.8	179.3	181.3	184.2	188.9	196.4	203.0	212.1	227.1	242.9	279.6	327.5	394.0	
179.7	181.3	183.3	186.2	190.9	198.5	205.1	214.3	229.4	245.4	282.5	330.9	398.0	
1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%	
B													



تابع جنول 1-8

A in B														
N	B													
	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%	
100	69.3	70.9	71.9	73.2	75.2	77.5	78.9	80.0	80.9	81.7	82.4	83.0	83.5	
102	70.9	72.6	73.6	75.0	77.0	79.3	80.7	81.8	82.7	83.5	84.2	84.8	85.4	
104	72.6	74.3	75.3	76.7	78.8	81.1	82.5	83.7	84.6	85.4	86.1	86.7	87.3	
106	74.3	76.0	77.1	78.5	80.5	82.8	84.3	85.5	86.4	87.2	87.9	88.6	89.2	
108	76.0	77.7	78.8	80.2	82.3	84.6	86.2	87.3	88.3	89.1	89.8	90.5	91.1	
110	77.7	79.4	80.5	81.9	84.1	86.4	88.0	89.2	90.1	90.9	91.7	92.3	92.9	
112	79.4	81.1	82.2	83.7	85.8	88.3	89.8	91.0	92.0	92.8	93.5	94.2	94.8	
114	81.1	82.9	84.0	85.4	87.6	90.1	91.6	92.8	93.8	94.7	95.4	96.1	96.7	
116	82.8	84.6	85.7	87.2	89.4	91.9	93.5	94.7	95.7	96.5	97.3	98.0	98.6	
118	84.5	86.3	87.4	88.9	91.2	93.7	95.3	96.5	97.5	98.4	99.2	99.9	100.5	
120	86.2	88.0	89.2	90.7	93.0	95.5	97.1	98.4	99.4	100.3	101.0	101.7	102.4	
122	87.9	89.8	90.9	92.5	94.7	97.3	98.9	100.2	101.2	102.1	102.9	103.6	104.3	
124	89.5	91.5	92.7	94.2	96.5	99.1	100.8	102.1	103.1	104.0	104.8	105.5	106.2	
126	91.3	93.2	94.4	96.0	98.3	100.9	102.6	103.9	105.0	105.9	106.7	107.4	108.1	
128	93.1	95.0	96.2	97.8	100.1	102.7	104.5	105.8	106.8	107.7	108.5	109.3	109.9	
130	94.8	96.7	97.9	99.5	101.9	104.6	106.3	107.6	108.7	109.6	110.4	111.2	111.8	
132	96.8	98.5	99.7	101.3	103.7	106.4	108.1	109.5	110.5	111.5	112.3	113.1	113.7	
134	98.2	100.2	101.4	103.1	105.5	108.2	110.0	111.3	112.4	113.4	114.2	115.0	115.6	
136	100.8	101.9	103.2	104.9	107.3	110.0	111.8	113.2	114.3	115.2	116.1	116.8	117.5	
138	101.7	103.7	105.0	106.6	109.1	111.9	113.7	115.0	116.2	117.1	118.0	118.7	119.4	
140	103.8	105.4	106.7	108.4	110.9	113.7	115.5	116.9	118.0	119.0	119.9	120.6	121.4	
142	105.1	107.2	108.5	110.2	112.7	115.5	117.4	118.7	119.9	120.9	121.8	122.5	123.3	
144	106.9	109.0	110.2	112.0	114.5	117.4	119.2	120.6	121.8	122.8	123.6	124.4	125.2	
146	108.6	110.7	112.0	113.8	116.3	119.2	121.1	122.5	123.6	124.6	125.5	126.3	127.1	
148	110.4	112.5	113.8	115.5	118.1	121.0	122.9	124.3	125.5	126.5	127.4	128.2	129.0	
150	112.1	114.2	115.6	117.3	119.9	122.9	124.8	126.2	127.4	128.4	129.3	130.1	130.9	
152	113.8	116.0	117.3	119.1	121.8	124.7	126.6	128.1	129.3	130.3	131.2	132.0	132.8	
154	115.6	117.8	119.1	120.9	123.6	126.5	128.5	129.9	131.2	132.2	133.1	133.9	134.7	
156	117.3	119.5	120.9	122.7	125.4	128.4	130.3	131.8	133.0	134.1	135.0	135.9	136.6	
158	119.1	121.3	122.7	124.5	127.2	130.2	132.2	133.7	134.9	136.0	136.9	137.8	138.5	
160	120.6	123.1	124.4	126.3	129.0	132.1	134.0	135.6	136.8	137.9	138.8	139.7	140.4	
162	122.6	124.8	126.2	128.1	130.8	133.9	135.9	137.4	138.7	139.8	140.7	141.6	142.4	
164	124.3	126.6	128.0	129.9	132.7	135.8	137.8	139.3	140.6	141.7	142.6	143.5	144.3	
166	126.1	128.4	129.8	131.7	134.5	137.6	139.6	141.2	142.5	143.5	144.5	145.4	146.2	
168	127.9	130.2	131.6	133.5	136.3	139.4	141.5	143.1	144.3	145.4	146.4	147.3	148.1	
170	129.6	131.9	133.4	135.3	138.1	141.3	143.4	144.9	146.2	147.3	148.3	149.2	150.0	
172	131.4	133.7	135.2	137.1	139.9	143.1	145.2	146.8	148.1	149.2	150.2	151.1	151.9	
174	133.1	135.5	136.9	138.9	141.8	145.0	147.1	148.7	150.0	151.1	152.1	153.0	153.9	
176	134.9	137.3	138.7	140.7	143.6	146.9	149.0	150.6	151.9	153.0	154.0	155.0	155.9	
178	136.7	139.0	140.5	142.5	145.4	148.7	150.8	152.4	153.8	154.9	156.0	156.9	157.7	
180	138.4	140.8	142.3	144.3	147.3	150.6	152.7	154.3	155.7	156.8	157.9	158.8	159.6	
182	140.2	142.6	144.1	146.1	149.1	152.4	154.6	156.2	157.6	158.7	159.8	160.7	161.6	
184	142.0	144.4	145.9	147.9	150.9	154.3	156.4	158.1	159.5	160.6	161.7	162.6	163.5	
186	143.7	146.2	147.7	149.8	152.8	156.1	158.2	160.0	161.4	162.5	163.6	164.5	165.4	
188	145.5	148.0	149.5	151.6	154.6	158.0	160.2	161.9	163.3	164.4	165.5	166.5	167.3	
190	147.3	149.8	151.3	153.4	156.4	159.8	162.1	163.8	165.2	166.4	167.4	168.4	169.3	
192	149.1	151.6	153.1	155.2	158.2	161.7	163.9	165.6	167.0	168.3	169.3	170.3	171.2	
194	150.8	153.4	154.9	157.0	160.1	163.6	165.8	167.5	168.9	170.2	171.2	172.2	173.1	
196	152.6	155.2	156.7	158.8	161.9	165.4	167.7	169.4	170.8	172.1	173.2	174.1	175.0	
198	154.4	156.9	158.5	160.7	163.8	167.3	169.6	171.3	172.7	174.0	175.1	176.1	177.0	
200	156.2	158.7	160.3	162.5	165.6	169.2	171.4	173.2	174.6	175.9	177.0	178.0	178.9	
N	B													
	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%	

Table 8-1 (cont.)

تابع جدول 8-1

A in Exl													
B													
1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%	
179.7	181.3	183.3	186.2	190.9	198.5	205.1	214.3	229.4	245.4	282.5	330.9	398.0	
181.7	183.2	185.2	188.1	192.9	200.6	207.2	216.5	231.8	247.9	285.4	334.2	402.0	
183.6	185.2	187.2	190.1	194.9	202.7	209.4	218.7	234.1	250.4	288.2	337.5	406.0	
185.5	187.1	189.2	192.1	196.9	204.7	211.5	221.0	236.5	252.9	291.1	340.9	410.0	
187.5	189.1	191.1	194.1	199.0	206.8	213.6	223.2	238.8	255.4	293.9	344.2	414.0	
189.4	191.0	193.1	196.1	201.0	208.9	215.8	225.4	241.2	257.9	296.8	347.5	418.0	
191.4	193.0	195.1	198.1	203.0	211.0	217.9	227.6	243.5	260.4	299.6	350.9	422.0	
193.3	194.9	197.0	200.0	205.0	213.0	220.0	229.8	245.9	262.9	302.5	354.2	426.0	
195.2	196.9	199.0	202.0	207.0	215.1	222.2	232.0	248.2	265.4	305.3	357.5	430.0	
197.2	198.8	201.0	204.0	209.1	217.2	224.3	234.2	250.6	267.9	308.2	360.9	434.0	
199.1	200.8	202.9	206.0	211.1	219.3	226.4	236.4	252.9	270.4	311.1	364.2	438.0	
201.1	202.7	204.9	208.0	213.1	221.4	228.6	238.6	255.3	272.9	313.9	367.5	442.0	
203.0	204.7	206.8	210.0	215.1	223.4	230.7	240.9	257.6	275.4	316.8	370.9	446.0	
204.9	206.6	208.8	212.0	217.1	225.5	232.8	243.1	260.0	277.8	319.4	374.2	450.0	
206.9	208.6	210.8	213.9	219.2	227.6	235.0	245.3	262.3	280.3	322.8	377.5	454.0	
208.8	210.5	212.8	215.9	221.2	229.7	237.1	247.5	264.7	282.8	325.3	380.9	458.0	
210.8	212.5	214.7	217.9	223.2	231.8	239.2	249.7	267.0	285.3	328.2	384.2	462.0	
212.7	214.4	216.7	219.9	225.2	233.8	241.4	251.9	269.4	287.8	331.1	387.5	466.0	
214.7	216.4	218.7	221.9	227.2	235.9	243.3	254.1	271.7	290.3	333.9	390.9	470.0	
216.6	218.3	220.6	223.9	229.3	238.0	245.6	256.3	274.1	292.8	336.8	394.2	474.0	
218.6	220.3	222.6	225.9	231.3	240.1	247.8	258.6	276.4	295.3	339.6	397.5	478.0	
220.5	222.3	224.6	227.9	233.3	242.2	249.9	260.8	278.8	297.8	342.5	400.9	482.0	
222.5	224.2	226.5	229.9	235.3	244.3	252.0	263.0	281.1	300.3	345.3	404.2	486.0	
224.4	226.2	228.5	231.8	237.4	246.3	254.2	265.2	283.4	302.8	348.2	407.5	490.0	
226.3	228.1	230.5	233.8	239.4	248.4	256.3	267.4	285.8	305.3	351.0	410.9	494.0	
228.3	230.1	232.5	235.8	241.4	250.5	258.4	269.6	288.1	307.8	353.9	414.2	498.0	
.976	.982	.988	.998	1.014	1.042	1.070	1.108	1.176	1.250	1.428	1.666	2.000	
877.1	879.2	881.9	885.7	892.1	902.6	911.9	925.0	946.9	970.3	1025.3	1097.5	1198.0	
.982	.984	.990	1.000	1.016	1.044	1.070	1.108	1.174	1.248	1.428	1.666	2.000	
526.2	528.4	531.4	535.7	542.9	554.8	565.4	580.4	605.6	632.7	696.7	800.9	998.0	
.982	.988	.994	1.004	1.020	1.046	1.070	1.108	1.176	1.250	1.430	1.666	2.000	
375.3	377.8	381.1	385.9	393.9	407.1	418.9	435.8	464.4	493.2	568.2	664.2	798.0	
.986	.990	.996	1.004	1.018	1.046	1.072	1.110	1.176	1.250	1.428	1.666	2.000	
424.6	427.3	430.9	436.1	444.8	459.4	472.5	491.3	523.2	557.7	639.6	747.5	898.0	
.988	.994	.998	1.006	1.022	1.048	1.070	1.108	1.176	1.250	1.428	1.666	2.000	
474.0	477.0	480.8	486.4	495.9	511.8	526.0	546.7	582.0	620.2	711.0	830.9	998.0	
.991	.994	1.000	1.008	1.022	1.047	1.073	1.110	1.176	1.249	1.429	1.666	2.000	
573.1	576.4	580.8	587.2	598.1	616.5	633.3	657.7	699.6	745.1	853.9	997.5	1198.0	
.993	.997	1.002	1.010	1.024	1.049	1.073	1.110	1.176	1.250	1.428	1.665	2.00	
672.4	676.1	681.0	688.2	700.5	721.4	740.6	768.7	817.2	870.1	996.7	1164.1	1398.0	
.994	.998	1.004	1.012	1.025	1.050	1.073	1.110	1.176	1.250	1.433	1.67	2.00	
771.8	775.9	781.4	789.3	803.0	826.4	847.9	879.7	934.8	995.1	1140.0	1331.1	1598.0	
.997	1.000	1.004	1.013	1.025	1.050	1.074	1.111	1.172	1.249	1.42	1.67	2.00	
871.5	875.9	881.8	890.6	905.5	931.4	953.3	990.8	1052.1	1120.1	1282.1	1498.1	1798.0	
.997	1.001	1.006	1.013	1.025	1.046	1.077	1.112	1.180	1.25	1.43	1.66	2.00	
971.2	976.0	982.4	991.9	1008.0	1036.1	1063.1	1102.1	1170.1	1245.1	1425.1	1644.1	1998.0	
.998	1.000	1.006	1.011	1.03	1.05	1.07	1.11	1.18	1.25	1.43	1.67	2.00	
1071.1	1076.1	1083.1	1093.1	1111.1	1141.1	1170.1	1213.1	1288.1	1370.1	1568.1	1831.1	2198.0	
1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%	
B													

تابع جدول 1-8

A in EeI													
N	B												
	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%
200	156.2	158.7	160.3	162.5	165.6	169.2	171.4	173.2	174.6	175.9	177.0	178.0	178.9
202	158.0	160.5	162.1	164.3	167.5	171.0	173.3	175.1	176.5	177.8	178.9	179.9	180.8
204	159.7	162.3	164.0	166.1	169.3	172.9	175.2	177.0	178.4	179.7	180.8	181.8	182.6
206	161.5	164.1	165.8	167.9	171.2	174.8	177.1	178.9	180.4	181.6	182.7	183.8	184.7
208	163.3	165.9	167.6	169.8	173.0	176.6	179.0	180.8	182.3	183.5	184.7	185.7	186.6
210	165.1	167.7	169.4	171.6	174.8	178.5	180.9	182.7	184.2	185.4	186.6	187.6	188.6
212	166.9	169.5	171.2	173.4	176.7	180.4	182.7	184.6	186.1	187.4	188.5	189.5	190.5
214	168.7	171.3	173.0	175.2	178.5	182.2	184.6	186.5	188.0	189.3	190.4	191.5	192.4
216	170.5	173.2	174.8	177.1	180.4	184.1	186.5	188.4	189.9	191.2	192.3	193.4	194.4
218	172.3	175.0	176.6	178.9	182.2	186.0	188.4	190.2	191.8	193.1	194.3	195.3	196.3
220	174.0	176.8	178.5	180.7	184.1	187.8	190.3	192.1	193.7	195.0	196.2	197.2	198.2
222	175.8	178.6	180.3	182.6	185.9	189.7	192.2	194.0	195.6	196.9	198.1	199.2	200.2
224	177.6	180.4	182.1	184.4	187.8	191.6	194.1	195.9	197.5	198.8	200.0	201.1	202.1
226	179.4	182.2	183.9	186.2	189.6	193.5	195.9	197.8	199.4	200.8	202.0	203.0	204.0
228	181.2	184.0	185.7	188.1	191.5	195.3	197.8	199.7	201.3	202.7	203.9	205.0	206.0
230	183.0	185.8	187.6	189.9	193.3	197.2	199.7	201.6	203.2	204.6	205.8	206.9	207.9
232	184.8	187.6	189.4	191.7	195.2	199.1	201.6	203.5	205.1	206.5	207.7	208.8	209.8
234	186.6	189.4	191.2	193.6	197.1	201.0	203.5	205.4	207.1	208.4	209.7	210.8	211.8
236	188.4	191.3	193.0	195.4	198.9	202.8	205.4	207.4	209.0	210.4	211.6	212.7	213.7
238	190.2	193.1	194.9	197.2	200.8	204.7	207.3	209.3	210.9	212.3	213.5	214.6	215.7
240	192.0	194.9	196.7	199.1	202.6	206.6	209.2	211.2	212.8	214.2	215.4	216.6	217.6
242	193.8	196.7	198.5	200.9	204.5	208.5	211.1	213.1	214.7	216.1	217.4	218.5	219.5
244	195.6	198.5	200.3	202.8	206.3	210.4	213.0	215.0	216.6	218.0	219.3	220.4	221.5
246	197.4	200.3	202.2	204.6	208.2	212.2	214.9	216.9	218.5	220.0	221.2	222.4	223.4
248	199.2	202.2	204.0	206.4	210.1	214.1	216.8	218.8	220.4	221.9	223.2	224.3	225.4
250	201.0	204.0	205.8	208.3	211.9	216.0	218.7	220.7	222.4	223.8	225.1	226.2	227.3
	.908	.914	.920	.926	.934	.944	.950	.956	.960	.964	.968	.972	.976
300	246.4	249.7	251.5	254.6	258.6	263.2	266.2	268.5	270.4	272.0	273.5	274.8	276.0
	.918	.924	.928	.932	.942	.952	.958	.962	.966	.970	.972	.976	.978
350	292.3	295.9	298.2	301.2	305.7	310.8	314.1	316.6	318.7	320.5	322.1	323.6	324.9
	.922	.928	.932	.938	.946	.954	.960	.966	.970	.972	.976	.978	.982
400	338.4	342.3	344.8	348.1	353.0	358.5	362.1	364.9	367.2	369.1	370.9	372.5	374.0
	.928	.934	.938	.942	.950	.958	.964	.968	.972	.976	.978	.982	.984
450	384.8	389.0	391.7	395.2	400.5	406.4	410.3	413.3	415.8	417.9	419.8	421.6	423.2
	.932	.938	.942	.946	.954	.962	.968	.972	.974	.978	.982	.982	.984
500	431.4	435.9	438.8	442.5	448.2	454.5	458.7	461.9	464.5	466.8	468.9	470.7	472.4
	.938	.943	.946	.951	.957	.965	.970	.974	.978	.981	.984	.986	.989
600	525.2	530.2	533.4	537.6	543.9	551.0	555.7	559.3	562.3	564.9	567.2	569.3	571.3
	.943	.948	.951	.956	.962	.969	.974	.978	.981	.984	.986	.989	.990
700	619.5	625.0	628.5	633.2	640.1	647.9	653.1	657.1	660.4	663.3	665.8	668.2	670.3
	.948	.953	.955	.959	.965	.972	.976	.980	.983	.985	.989	.990	.993
800	714.3	720.3	724.0	729.1	736.6	745.1	750.7	755.1	758.7	761.8	764.7	767.2	769.6
	.951	.955	.959	.963	.967	.974	.979	.982	.985	.988	.990	.993	.994
900	809.4	815.8	819.9	825.3	833.3	842.5	848.6	853.3	857.2	860.6	863.7	866.5	869.0
	.954	.959	.961	.964	.970	.976	.980	.984	.987	.989	.991	.993	.996
1000	904.8	911.7	916.0	921.7	930.3	940.1	946.6	951.7	955.9	959.5	962.8	965.8	968.6
	.962	.963	.960	.963	.977	.979	.984	.983	.991	.995	.992	.992	.994
1100	1001.1	1006.1	1012.1	1018.1	1028.1	1038.1	1048.1	1050.1	1055.1	1059.1	1062.1	1065.1	1068.1
N	B												
	0.01%	0.02%	0.03%	0.05%	0.1%	0.2%	0.3%	0.4%	0.5%	0.6%	0.7%	0.8%	0.9%

الجدول 2-8 نموذج ارنلغ C- انتظار المكالمات غير النافذة

TABLE 2.2 Erlang C Model---Blocked Calls Held

P(B) = 0.010					
servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)
10	4.06	410	363.51	810	744.01
20	10.97	420	372.93	820	753.59
30	18.59	430	382.35	830	763.16
40	26.58	440	391.78	840	772.77
50	34.80	450	401.22	850	782.36
60	43.20	460	410.66	860	791.95
70	51.73	470	420.11	870	801.55
80	60.36	480	429.57	880	811.15
90	69.07	490	439.03	890	820.75
100	77.85	500	448.49	900	830.35
110	86.69	510	457.96	910	839.96
120	95.58	520	467.44	920	849.56
130	104.52	530	476.92	930	859.17
140	113.50	540	486.41	940	868.78
150	122.51	550	495.90	950	878.40
160	131.56	560	505.40	960	888.01
170	140.63	570	514.90	970	897.63
180	149.74	580	524.40	980	907.25
190	158.88	590	533.91	990	916.87
200	168.01	600	543.42	1000	926.50
210	177.18	610	552.94	1010	936.12
220	186.37	620	562.46	1020	945.75
230	195.58	630	571.99	1030	955.38
240	204.81	640	581.52	1040	965.01
250	214.05	650	591.05	1050	974.64
260	223.30	660	600.58	1060	984.28
270	232.57	670	610.12	1070	993.91
280	241.86	680	619.67	1080	1003.55
290	251.15	690	629.21	1090	1013.19
300	260.46	700	638.76	1100	1022.83
310	269.78	710	648.32	1110	1032.47
320	279.11	720	657.87	1120	1042.12
330	288.48	730	667.43	1130	1051.76
340	297.81	740	676.99	1140	1061.41
350	307.17	750	686.56	1150	1071.06
360	316.54	760	696.13	1160	1080.71
370	325.92	770	705.70	1170	1090.36
380	335.30	780	715.27	1180	1100.02
390	344.70	790	724.85	1190	1109.67
400	354.10	800	734.42	1200	1119.33

TABLE 8.2 (Continued)

P(B) = 0.020					
servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)
10	4.54	410	398.36	810	750.98
20	11.77	420	377.84	820	790.61
30	19.84	430	387.33	830	770.24
40	27.84	440	396.82	840	778.57
50	36.26	450	406.32	850	789.51
60	44.83	460	415.82	860	799.15
70	53.52	470	425.33	870	808.79
80	62.30	480	434.85	880	818.43
90	71.15	490	444.37	890	828.07
100	80.06	500	453.89	900	837.72
110	89.03	510	463.42	910	847.37
120	98.04	520	472.95	920	857.02
130	107.09	530	482.49	930	866.57
140	116.16	540	492.03	940	876.32
150	125.30	550	501.58	950	885.96
160	134.45	560	511.13	960	895.64
170	143.63	570	520.69	970	905.30
180	152.83	580	530.24	980	914.96
190	162.05	590	539.81	990	924.62
200	171.29	600	549.37	1000	934.28
210	180.55	610	558.94	1010	943.95
220	189.83	620	568.52	1020	953.62
230	199.12	630	578.09	1030	963.29
240	208.43	640	587.67	1040	972.98
250	217.76	650	597.26	1050	982.63
260	227.09	660	606.84	1060	992.31
270	236.44	670	616.43	1070	1001.98
280	245.80	680	626.02	1080	1011.66
290	255.18	690	635.62	1090	1021.34
300	264.56	700	645.22	1100	1031.02
310	273.96	710	654.82	1110	1040.70
320	283.38	720	664.42	1120	1050.38
330	292.77	730	674.03	1130	1060.07
340	302.19	740	683.64	1140	1069.75
350	311.62	750	693.25	1150	1079.44
360	321.06	760	702.87	1160	1089.13
370	330.51	770	712.48	1170	1098.82
380	339.96	780	722.10	1180	1108.51
390	349.42	790	731.73	1190	1118.20
400	358.89	800	741.36	1200	1127.90

TABLE 8.2 (Continued)

P(B) = 0.080					
servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)
10	5.29	410	375.53	810	761.24
20	13.00	420	385.10	820	770.94
30	21.25	430	394.68	830	780.63
40	29.77	440	404.27	840	790.33
50	38.47	450	413.85	850	800.03
60	47.29	460	423.45	860	809.74
70	56.21	470	433.04	870	819.44
80	65.21	480	442.64	880	829.15
90	74.28	490	452.25	890	838.85
100	83.37	500	461.86	900	848.56
110	92.52	510	471.47	910	858.27
120	101.71	520	481.09	920	867.99
130	110.93	530	490.71	930	877.70
140	120.18	540	500.33	940	887.42
150	129.46	550	509.96	950	897.13
160	138.76	560	519.59	960	906.85
170	148.08	570	529.22	970	916.57
180	157.42	580	538.86	980	926.29
190	166.78	590	548.50	990	936.02
200	176.16	600	558.14	1000	945.74
210	185.55	610	567.79	1010	955.47
220	194.96	620	577.44	1020	965.19
230	204.38	630	587.09	1030	974.92
240	213.81	640	596.74	1040	984.65
250	223.25	650	606.40	1050	994.38
260	232.71	660	616.06	1060	1004.11
270	242.17	670	625.72	1070	1013.85
280	251.65	680	635.38	1080	1023.58
290	261.13	690	645.06	1090	1033.32
300	270.63	700	654.73	1100	1043.06
310	280.13	710	664.40	1110	1052.79
320	289.64	720	674.08	1120	1062.53
330	299.16	730	683.75	1130	1072.27
340	308.68	740	693.43	1140	1082.02
350	318.21	750	703.11	1150	1091.76
360	327.75	760	712.79	1160	1101.50
370	337.29	770	722.48	1170	1111.25
380	346.85	780	732.17	1180	1120.99
390	356.40	790	741.86	1190	1130.74
400	365.96	800	751.55	1200	1140.49

TABLE 8.2 (Continued)

P(B) = 0.100					
servers (N)	erlanga (A)	servers (N)	erlanga (A)	servers (N)	erlanga (A)
10	5.99	410	381.68	810	770.03
20	14.12	420	381.34	820	778.78
30	22.68	430	401.00	830	789.53
40	31.48	440	410.86	840	799.28
50	40.42	450	420.32	850	809.04
60	49.48	460	429.99	860	818.80
70	58.67	470	439.86	870	828.56
80	67.75	480	449.33	880	838.32
90	76.98	490	459.01	890	848.08
100	86.25	500	468.69	900	857.84
110	95.56	510	478.37	910	867.60
120	104.90	520	488.06	920	877.37
130	114.28	530	497.75	930	887.13
140	123.65	540	507.44	940	896.90
150	133.06	550	517.14	950	906.67
160	142.49	560	526.84	960	916.44
170	151.89	570	536.54	970	926.21
180	161.40	580	546.24	980	935.99
190	170.87	590	555.95	990	945.76
200	180.37	600	565.66	1000	955.53
210	189.87	610	575.37	1010	965.31
220	199.38	620	585.08	1020	975.09
230	208.91	630	594.80	1030	984.87
240	218.45	640	604.52	1040	994.65
250	227.99	650	614.24	1050	1004.43
260	237.55	660	623.96	1060	1014.21
270	247.11	670	633.68	1070	1023.99
280	256.66	680	643.41	1080	1033.77
290	266.26	690	653.14	1090	1043.56
300	275.85	700	662.87	1100	1053.34
310	285.44	710	672.60	1110	1063.13
320	295.04	720	682.34	1120	1072.92
330	304.65	730	692.07	1130	1082.70
340	314.26	740	701.81	1140	1092.49
350	323.88	750	711.55	1150	1102.28
360	333.50	760	721.29	1160	1112.06
370	343.13	770	731.04	1170	1121.87
380	352.76	780	740.78	1180	1131.66
390	362.40	790	750.53	1190	1141.45
400	372.04	800	760.28	1200	1151.25

TABLE 8.2 (Continued)

P(B) = 0.200					
servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)	servers (N)	erlangs (A)
10	8.85	410	388.08	810	779.97
20	15.45	420	398.43	820	788.79
30	24.38	430	408.17	830	798.80
40	33.48	440	417.92	840	809.42
50	42.69	450	427.87	850	819.23
60	51.87	460	437.42	860	829.05
70	61.31	470	447.17	870	838.87
80	70.70	480	456.83	880	848.69
90	80.12	490	466.89	890	858.52
100	89.57	500	476.45	900	868.34
110	99.06	510	486.21	910	878.18
120	108.58	520	495.96	920	887.99
130	118.09	530	505.75	930	897.81
140	127.63	540	515.52	940	907.84
150	137.19	550	525.29	950	917.48
160	146.78	560	535.08	960	927.29
170	156.35	570	544.84	970	937.12
180	165.95	580	554.62	980	946.95
190	175.56	590	564.40	990	956.78
200	185.18	600	574.18	1000	966.61
210	194.80	610	583.97	1010	976.45
220	204.44	620	593.78	1020	986.28
230	214.09	630	603.54	1030	996.11
240	223.74	640	613.33	1040	1005.95
250	233.40	650	623.12	1050	1015.79
260	243.07	660	632.91	1060	1025.62
270	252.74	670	642.71	1070	1035.46
280	262.42	680	652.50	1080	1045.30
290	272.11	690	662.30	1090	1055.14
300	281.80	700	672.10	1100	1064.98
310	291.50	710	681.90	1110	1074.82
320	301.20	720	691.70	1120	1084.66
330	310.90	730	701.50	1130	1094.50
340	320.61	740	711.31	1140	1104.34
350	330.33	750	721.11	1150	1114.19
360	340.04	760	730.92	1160	1124.03
370	349.77	770	740.73	1170	1133.87
380	359.48	780	750.54	1180	1143.72
390	369.22	790	760.35	1190	1153.56
400	378.95	800	770.16	1200	1163.41



الحالة 2 : حالة مشاركة بالقناة

$N_1$  عدد الاقنية الاسمي للمعين في الخلية  
 $N_2$  عدد الاقنية المشتركة مع الخلية الاخرى  
 $\Delta N = N_2 - N_1$   
 $A$  ناتج الحمل المقدم

$$A \approx \frac{1}{2}[A(N_1, B) + A(N_2, B) - A(\Delta N, B)] \quad 7-4-8$$

بتمويض  $N_1 = 45$ ,  $\Delta N = 15$ , and  $N_2 = 60$  في المعادلة 7-4-8 والحصول على كل قيمة من  $A(N, B)$  من الجدول 1-8 ، يصبح ناتج الحمل المقدم  $A$  :

$$\begin{aligned} A &\approx [A(45, 0.02) + A(60, 0.02) - A(15, 0.02)]/2 \\ &= [35.6 + 49.6 - 9.01]/2 = 38.10 \end{aligned} \quad 8-4-8$$

ويكون عندئذ عدد المستثمرين المتقبلين الذين يمكن خدمتهم

$$M = 38.1 \times 60/1.76 = 1299 \text{ users} \quad 9-4-8$$

بمقارنة المعادلة 6-4-8 مع المعادلة 9-4-8 يتبين ان مخطط المشاركة بالقناة يخدم دائماً عدداً من المستثمرين اكبر مما يخدمه مخطط عدم المشاركة بالقناة. إلا أن سيئة مخطط المشاركة بالقناة هي التجهيز الإضافي للاقنية الـ 15 التي يجب تجهيزها عند موقع كل خلية وكذلك يصبح نظام التحكم أكثر تعقيداً في مخطط المشاركة بالقناة. مثال 1-8 : اذا وضعت جميع الاقنية الاسمية في الخلية الـ 45 قناة بالمشاركة مع اقنية الخلية المجاورة فكم يكون عدد المستثمرين عندئذ الذين يمكن ان تخدمهم الخلية؟

الحل : لنفترض أن احتمال عدم النفاذ  $B = 0.02$  ومتوسط مدة المخاطرة  $t = 1.76$  - نطبق المعادلة 7-4-8 مع  $N_1 = 45$  ،  $N_2 = 90$  ،  $\Delta N = 45$  نحصل على :

$$\begin{aligned} A &= [A(45, 0.02) + A(90, 0.02) - A(45, 0.02)]/2 \\ &= 78.3/2 = 39.15 \end{aligned} \quad 10-4-8$$

$$M = 39.15 \times 60/1.76 = 1334.66 \text{ users}$$

يدل هذا على أن المشاركة بالاقنية الـ 90 كلها بين الخليتين يؤمن دائماً الخدمة لأكبر عدد من المستثمرين.

## المشاركة بالقناة في خلية هوائي موجه :

لنفترض ان ثلاثة هوائيات موجهة استخدمت في ثلاثة قطاعات من كل موقع خلية . عندئذ تصبح الاقنية المخصصة الـ 45 كلها لكل موقع 15 قناة لكل قطاع . ينصح دائماً باستخدام استراتيجية المشاركة بالقناة بين القطاعات عند كل خلية ، الا انه ربما لا يكون في النظام حرية كبيرة في المشاركة بالاقنية . لنفترض ان المشاركة بالاقنية يمكن ان تكون دائماً باتجاه عكس عقارب الساعة لتجنب تداخل القناة المجاورة كما في الشكل 9-8 ب . ولنفترض أيضاً ان عدد المستثمرين الذين يمكن خدمتهم قد اعطي في الحالتين : حالة عدم مشاركة بالقناة وحالة مشاركة بالقناة . الشروط المعطاة هنا هي نفس الشروط المذكورة سابقاً .

حالة 1 : حالة عدم مشاركة بالقناة ،

$$N = 15 \text{ قناة / للقطاع .}$$

$$AC(15,0.02) \text{ وهي } 9.01 \text{ من الجدول 1-8}$$

$$M = 307.16 \text{ users} = (9.01 \times 60) / 1.76 = \text{عدد المستثمرين .}$$

حالة 2 : حالة مشاركة بالقناة

بتمويض  $\Delta N = 15$  و  $N_1 = 15, N_2 = 30$  في المعادلة 4-8-7 نحصل على :

$$A = [A(15,0.02) + A(30,0.02) - A(15,0.02)] / 2$$

$$= 21.9 / 2 = 10.95$$

$$M = (10.95 \times 60) / 1.76 = 373.30 \text{ users}$$

بمقارنة أعداد مستثمري الوحدات المتنقلة في الحالتين يظهر ان مخطط المشاركة بالقناة يؤمن دائماً عدداً أكبر من المستثمرين من مخطط عدم المشاركة بالقناة . تحمل العلاقة 4-8-11 جميع النتائج :

$$A(N, B) > 2 \times A(N/2, B)$$

11-4-8

#### 4-4-8 استعارة القناة

تتم استعارة القناة عادة من قاعدة دائمة . بما أن كثافة حركة الاتصالات لا توزع بانتظام فوق منطقة التغطية كلها فإن بعض المناطق تحتاج إلى اقنية أكثر لتأمين الخدمة الضرورية . بالاستناد إلى ذلك فإن الاستعارة هي التزام طويل الامد ولا فرق إذا كان في خلية بهوائي غير موجه أو هوائي موجه ستوضح استعارة القناة في خلية بهوائي غير موجه . لنفترض أن 45 قناة تخصص عادة لكل موقع خلية ولكن لمواجهة ظروف خاصة تحتاج إلى 15 قناة من الخلية المجاورة كما هو مبين في الشكل 9-8 ويجب أن يبنى الأداء على أساس العدد الكلي من المستثمرين في الخليتين .

نعرف أولاً الرموز على الشكل :

$N_1$  عدد الاقنية الاسمي .

$\Delta N$  عدد الاقنية المستعارة .

عندئذ يكون ناتج الحمل المقدم في الخليتين هو :

$$A' = A(N_1 + \Delta N, B) + A(N_1 - \Delta N, B) \quad 12-4-8$$

ليكن  $N_1 = 45$  ،  $\Delta N = 0.02$  ،  $B = 0.02$  يتعويض هذه القيم في المعادلة 12-4-8 يمكن إيجاد قيم  $A(N, B)$  من الجدول 1-8 ويكون :

$$\begin{aligned} A' &= A(60, 0.02) + A(30, 0.02) \\ &= 49.6 + 21.9 = 71.5 \end{aligned} \quad 13-4-8$$

وهي نفس حالة عدم الاستعارة المبينة بجعل

$$A(60, 0.02) = A(45, 0.125) \text{ and } A(30, 0.02) = A(45, <0.001)$$

المأخوذة من الجدول 1-8

$$A = A(45, 0.125) + A(45, <0.001) = 71.5 \quad 14-4-8$$

يلعب عدد المستثمرين في الخليتين (M) :

$$M = (71.50 \times 60) / 1.76 = 2437.50 / \text{two cells}$$

تبين المعادلة 14-4-8 ان مخطط استعارة القناة يخفض احتمال عدم النفاذ في خلية ويزيده في الخلية الأخرى. إذا كان العدد المتوقع للمستثمرين في الخليتين مختلفاً دائماً فإن نظام استعارة القناة يصبح فعالاً.  
من التحليل السابق ينتج أن عدد المستثمرين الذين يؤمنه مخطط استعارة القناة هو نفس الذي يؤمنه مخطط عدم استعارة القناة، إلا أنه أقل من الذي يؤمنه مخطط المشاركة بالقناة، المعادلة التالية صحيحة دوماً

$$A(2N, B) \geq A(N + \Delta N, B) + A(N - \Delta N, B) \quad 15-4-8$$

### 5-8 اعتبارات سعة التبديل.

عند حساب سعة التبديل لمعالجة حركة الاتصالات في  $L$  موقع خلية. يمكن اتباع نفس التحليل المبين في الفصل 4-8. بما أن نظام التبديل يجب ان يعالج حمل حركة الاتصالات بمرونة فإن النظام نفسه يبنى على اساس المشاركة بالحمل. تعرف المصطلحات التالية على الشكل:  
 $N$  عدد الاقنية الاسمي / الخلية  
 $L$  عدد مواقع الخلايا/ النظام  
 $B$  احتمال عدم النفاذ  
 $t$  متوسط مدة المخاطرة  
عندئذ يكون الحمل المقدم لنظام التبديل هو:

$$A_0 = A(NL, B) \quad 1-5-8$$

من أجل  $N = 45$  قناة / خلية و  $L = 20$  خلية تصبح المعادلة 1-5-8 بالشكل:

$$A_0 = A(900, 0.02) \approx 890.6 \text{ erlangs} \quad \{ \text{من الجدول 1-8} \}$$

إذا كان متوسط مدة المخاطرة  $t = 1.76 \text{ min}$  فإن نظام التبديل يمكنه معالجة:

$$M_s = \frac{890.6 \times 60}{1.76} = 30361 \text{ users/20 cells} \quad 2-5-8$$

وهذا العدد أهل به 20 مرة من 1214 مستثمر/الخلية في مخطط عدم المشاركة بالقناة (المعادلة 6-4-8) أو 20 مرة من 1299 مستثمر/ الخلية في مخطط المشاركة الجزئية بالقناة (المعادلة 9-4-8) أو 20 مرة من 1335 مستثمر/ الخلية في مخطط المشاركة الكاملة بالقناة (المعادلة 10-4-8) لنظام هوائي غير موجه. يمكن الاستنتاج من هذه الملاحظة ان ازدحام الاتصالات في النظام نتيجة خلل في موقع خلية معينة أكثر احتمالاً من ان يكون نتيجة خلل في نظام التبديل. عند تعطيل نظام الاتصالات المتنقل من المهم جداً وضع خطة تخصيص التردد المناسب لكل موقع خلية.

## المراجع

### REFERENCES

1. Langseth, R. E., and Y. S. Yeh, "Some Results on Digital Signaling over the Mobile Radio Channel" (Microwave Mobile Symposium, Boulder, CO, 1973).
2. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineers* (McGraw-Hill, 1982): 394.
3. Lee, W. C. Y., "Elements of Mobile Cellular System Design," *IEEE Trans. Veh. Tech.* (May 1986).
4. Siemens Corp., "Telephone Traffic Theory Tables and Charts" (Part I., by Siemens Telephone and Switching Division, Munich, May 1970).
5. Lee, W. C. Y., *Mobile Cellular Telecommunications Systems* (McGraw Hill, 1989), p. 256.



## 9 - تعدد المنافذ بالتقسيم الرمز (الشفري) في النظام الخلوي

### Cellular CDMA

- 1-9 لماذا تعدد المنافذ بالتقسيم الرمز (الشفري) CDMA
- 2-9 انتشار الموجات ضمن النطاق NB
- 3-9 انتشار الإشارة عريض النطاق WB
- 4-9 العناصر الرئيسة في تصميم النظام الخلوي
- 5-9 تقنيات التمديد (النشر) في التعديل
- Spread Techniques in Mod
- 6-9 وصف التعديل بالتتابع المباشر DS
- 7-9 سمات خطط تعدد المنافذ
- 8-9 تخفيض نسبة تداخل الموقع القريب الى الموقع البعيد في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الرمز (الشفري)
- 9-9 المزايا الطبيعية لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم الرمز (الشفري)





## 9-1 لماذا نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري) :

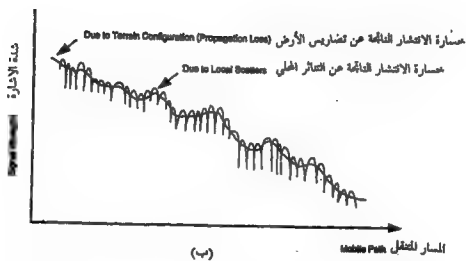
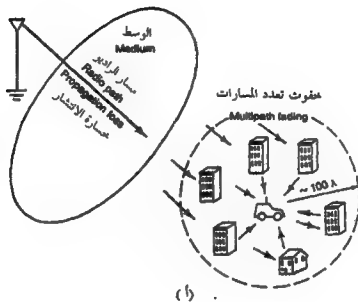
طُور نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز لزيادة السعة بشكل رئيس . ظهرت الحاجة الى تطوير النظم الخلوية لزيادة السعة مباشرة بعد أن واجهت النظم الخلوية التماثلية تحدياً في السعة في عام 1987 . يوجد في الأنظمة الرقمية ثلاث عطلات أساسية لتعدد المنافذ : تعدد المنافذ بالتقسيم الوددي (FDMA) وتعدد المنافذ بالتقسيم الزمني (TDMA) وتعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (CDMA) .

نظرياً ، لا يهم إذا قسم الطيف الى ترددات أو شقوق زمنية أو رموز فالسعة الموزعة من عطلت تعدد المنافذ الثلاث هذه هي نفسها. إلا أنه في النظام الخلوي يمكن أن نجد أن احداها أكثر ملائمة لوسط اتصالات معين من الآخر. في أمريكا الشمالية بشكل خاص ، يخصص طيف اضافي للنظام الخلوي الرقمي. ولهذا يتواجد النظامان الرقمي والتماثلي معاً في الطيف. إن مشكلة الانتقال من النظام التماثلي الى النظام الرقمي هو موضوع آخر. وعلى الرغم أن نظام CDMA قد استُخدم في اتصالات السواحل إلا أنه لا يمكن تطبيق النظام نفسه مباشرة على النظام الخلوي المتنقل. لتصميم نظام تعدد منافذ خلوي بالتقسيم المرمز نحتاج أولاً الى فهم بيئة الراديو المتنقل ثم نستطيع دراسة ما إذا كانت عواصٍ تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز تلائم تلك البيئة .

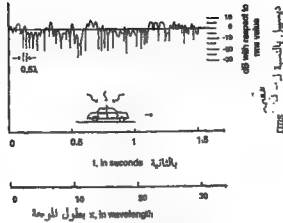
في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز يستخدم انتشار اشارة الحامل العريض النطاق بينما انتشار اشارة الحامل الضيق النطاق هو واسطة الاتصالات التقليدية. لهذا نبدأ بدراسة انتشار الأمواج الضيقة النطاق ثم بدراسة الموجة العريضة النطاق.

## 9-2 انتشار الموجة الضيقة النطاق :

ترسل اشارة من موقع خلية وتستقبل إما بوحدة متنقلة أو محمولة بعد أن تنتشر فوق تضاريس ممتدة بين الطرفين. إن تأثير شكل التضاريس يخلق خصائص مخفوت طويل الأجل مختلفة تتبع تفوراً طبيعياً-لوغاريتمياً يظهر على غلاف الاشارة للمستقيمة كما في الشكل 9-1 . بما أن ارتفاع هوائى الوحدة المتنقلة أو المحمولة قريب من الأرض لذلك تلاحظ ثلاثة تأثيرات : 1- حسارة مسار اضافية و 2- مخفوت تعدد المسارات و 3- ظاهرة امتداد وقت الانتشار.



الشكل 1-9: (أ) بيئة راديو متنقل - خسارة الانتشار ومخفوت تعدد المسارات  
(ب) بيئة راديو متنقل . (ج) مخفوت محلي استقبال من وحدة متنقلة متحركة.



الشكل 1-9 (ج)

2-9 1 عسارة المسار الاضافية لانتشار موجة مستمرة (ضيقة النطاق) في بيئة راديو متنقل.

لنفترض ان القدرة المرسلة هي  $P_t$  عندئذ يكون المتجه المسدد (أو كثافة القدرة المرسلة)  $U_t$  هو:

$$U_t = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad 1-2-9$$

عند طرف الاستقبال تصل الاشارة بعد مرورها خلال بيئة الراديو المتنقل. يمكن التعبير عن القدرة المستقبلية بالشكل:

$$P_r = U_t \cdot C(d, f) A_k(f) \quad 2-2-9$$

حيث  $C(d, f)$  هي خاصية الوسط و  $A_k(f)$  هي النافذة الفعالة لهوائي الاستقبال عند طرف الاستقبال ويمكن التعبير عنها بالشكل:

$$A_k(f) = \frac{c^2 G}{4\pi f^2} \quad 3-2-9$$

حيث  $c$  هي سرعة الضوء و  $G$  ربح هوائي الاستقبال. بتعويض المعادلة 1-2-9 والمعادلة 3-2-9 في المعادلة 2-2-9 يصبح:

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi r^2} \alpha(d, f) \frac{c^2 G}{4\pi f^2} \quad 4-2-9$$

$P_r$  في المعادلة 4-2-9 هي القدرة المستقبلية التي تم إيجادها من البيانات التجريبية المذكورة في الفصل 3-2 بالشكل :

$$P_r \propto \frac{1}{r^4} \cdot \frac{1}{f^3} \quad 5-2-9$$

بمقارنة المعادلة 5-2-9 مع المعادلة 4-2-9 نجد أن خاصية الوسط  $C(d, f)$  هي من الشكل :

$$C(d, f) \propto \frac{1}{r^2 f} \quad 6-2-9$$

$$C(d, f) = \frac{k}{r^2 f} \quad 6-2-9$$

حيث  $k$  هو ثابت . يمكن إعادة كتابة المعادلة 4-2-9 بالشكل :

$$P_r = \frac{k c^2 G P_t}{(4\pi r^2)^2} \cdot \frac{1}{f^3} \quad 7-2-9$$

عندما نعلم خاصية الوسط  $C(d, f)$  من المعادلة 6-2-9 يمكن عندئذ اشتقاق خصارة مسار الانتشار عريض النطاق .

## 2-2-9 خصائص مخفوت تعدد المسارات :

بسبب انخفاض ارتفاع هوائيات الوحدات المتنقلة فإن المنشآت الصناعية المحيطة بهذه الهوائيات تسبب مخفوت تعدد المسارات في الإشارات المستقبلية ، ويدعى هذا بمخفوت رايلي كما هو مبين في الشكل 1-9 (انظر أيضا الفقرة 3-1). ينشأ عن مخفوت تعدد المسارات أخطاء في الإرسال الرقمي (أخطاء النبض burst error). إن متوسط فوات المخفوت  $\tau$  ومعدلات تقاطع السوية  $\pi$  عند سوية 10 ديسيبل أقل من متوسط قدرة الإشارة هما تابعان لسرعة الحركة  $V$  وطول الموجة  $\lambda$ .

$$\bar{\tau} = 0.132 \left( \frac{\lambda}{V} \right) \text{ sec.} \quad 8-2-9$$

$$\pi = 0.75 \left( \frac{V}{\lambda} \right) \text{ تقاطعاً في الثانية} \quad 9-2-9$$

عند تردد 850 م هـ وسرعة 15 ميل/الساعة تكون  $\bar{\tau} = 6 \text{ ms}$  (6 ميلي ثانية) و  $\pi = 16$  تقاطعاً في الثانية يمكن اشتقاق المعادلتين 8-2-9 و 9-2-9 من الفقرة 1-3 .

### 3-2-9 اعداد وقت الانتشار :

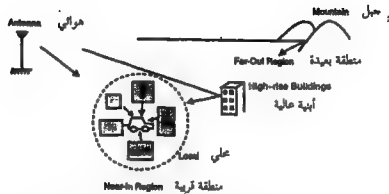
تحدد ظاهرة امتداد وقت الانتشار إذا وجد وسط مشتت زمنياً. في بيئة الراديو المتنقل يرسل رمز مفرد من طرف ويستقبل في الطرف الآخر ليس ذلك الرمز فحسب بل واصداؤه الكثيرة أيضاً. تختلف فترات امتداد وقت الانتشار المقهسة من أول رمز حتى آخر صدى يمكن كشفه حسب البيئات المختلفة البنية . يبلغ متوسط امتداد وقت الانتشار الناتج عن النواثر المحلية في منطقة ضواحي 0.5 ميكرو ثانية وفي مناطق المدن 3 ميكرو ثانية وهي كما ذكرت سابقاً في الفقرة 1-6. تقع النواثر المحلية في منطقة الطرف القريب كما هي موضحة في الشكل 2-9 ، أما امتداد وقت الانتشار المقابل لهذه المنطقة فقد وضع في الشكل 3-9. وكما بين الشكل 2-9 هناك أنواع أخرى من امتداد وقت الانتشار. يكون أحد أنواع الموجة المتأخرة بسبب الانعكاس على أبنية شاهقة الارتفاع (عارج المنطقة) والنوع الآخر بسبب الانعكاس على الجبال ، وأزمة التأخر الموافقة لها مبينة في الشكل 3-9. يمكن أن يصل امتداد وقت الانتشار في بعض المناطق الجبلية إلى 100 ثانية. يسبب امتداد وقت الانتشار تداخلًا بين الرموز في ارسال للمعطيات. لتجنب التداخل بين الرموز يجب أن لا يزيد معدل ارسال  $R_b$  عن مقلوب قيمة امتداد وقت الانتشار  $\Delta$  إذا كانت الوحدة المتنقلة مستقرة (حالة عدم محفوت) :

$$R_b < \frac{1}{\Delta} \quad 10-2-9$$

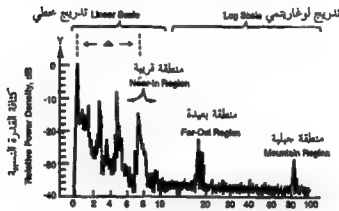
أو يجب أن لا يزيد  $R_b$  عن مقلوب القيمة  $2\pi\Delta$  إذا كانت الوحدة المتنقلة في حالة الحركة (حالة محفوت) :

$$R_b < \frac{1}{(2\pi\Delta)} \quad 11-2-9$$

إذا كان معدل ارسال  $R_b$  أعلى مما ذكر في المعادلة 10-2-9 أو المعادلة 11-2-9 فإن أنظمة تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي وبالتقسيم الزمن تحتاج إلى مسؤوليات قادرة على تخفيض التداخل بين الرموز للدرجة ما تعتمد على تعقيد امتداد وقت الانتشار وتوزيع وصول الموجة. يتطلب نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي معدل ارسال أبطأ دائماً من نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الزمن عندما يقدم النظامان السعة الراديوية نفسها. يمكن الاستغناء عادة عن المسوي في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي طالما أن معدل ارسال لا يزيد كثيراً عن 10000 رموزاً في الثانية. لا يحتاج نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي إلى مسو ولكن يمكن استخدام جهاز أبسط منه يدعى "رابوت" سيوصف فيما بعد.



الشكل 2-9 توزيع النواثر في بيئة راديو متنقل



الشكل 3-9 توضيح عن امتداد وقت الانتشار

### 3.9 انتشار الإشارة عريض النطاق :

يستخدم غالباً إرسال إشارة عريض النطاق في بيئة الراديو المتنقل . فوائد استخدام الإرسال عريض النطاق هي:

- 1- تقليل الخفوت ( أي تطبيق التنوع الراديو ) .
- 2- تجنب التشويش ( أي ينشر القدرة المُرسلة على نطاق عريض للحصول التشويش غير مُنَاقِل ) .

ماهي قاعدة مسطرة مسار انتشار الإشارة عريض النطاق ؟

نحاول في هذا الفصل الإجابة على هذا السؤال بعد تحليل بسيط لمسار مسطر الانتشار عريض النطاق . لعمل ذلك يجب ان نشق أولاً خصائص النطاق العريض من موجة مستمرة أو إشارة ضيقة النطاق .

### 1-3-9 خسارة مسار إشارة عريضة النطاق في بيئة راديو متنقل :

نفترض أن قدرة إرسال  $P_t$  واط قد استعملت لإرسال إشارة عريضة النطاق عرض نطاقها  $B$  هرتز على مسار راديو متنقل . يكون طيف القدرة لكل مكونة ترددية من الإشارة عريضة النطاق وعلى النطاق  $B$  هو  $S_x(f)$  وتكون العلاقة بين  $P_t$

و  $S_x(f)$  هي :

$$P_t = \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} S_x(f) df \quad 1-3-9$$

ويكون المتجه المسند عند طرف الإرسال هو :

$$U_i = \frac{P_t}{4\pi r^2} = \frac{\int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} S_x(f) df}{4\pi r^2} \quad 2-3-9$$

عند طرف الاستقبال يمكن إيجاد القدرة المستقبلية لإشارة عريضة النطاق بعد مرورها خلال بيئة راديو متنقل كما في المعادلة 2-1-9 :

$$P_r = \frac{1}{4\pi r^2} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} S_x(f) \cdot \alpha(d, f) \cdot A_e(f) \cdot df \quad 3-3-9$$

بتعويض المعادلة 3-2-9 والمعادلة 6-2-9 في المعادلة 3-3-9 نحصل على :

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{1}{4\pi r^2} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} S_x(f) \frac{h}{r^2} \frac{\sigma^2 G}{4\pi f^2} df \\ &= \frac{h\sigma^2 G}{(4\pi r^2)^2} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} S_x(f) \frac{1}{f^2} df \end{aligned} \quad 4-3-9$$

يمكن حل المعادلة 4-3-9 إذا علمت  $S_x(f)$ . نفترض ، للتبسيط ، ان

$$S_x(f) = \text{constant} \quad f_0 - \frac{B}{2} \leq f \leq f_0 + \frac{B}{2} \quad 5-3-9$$

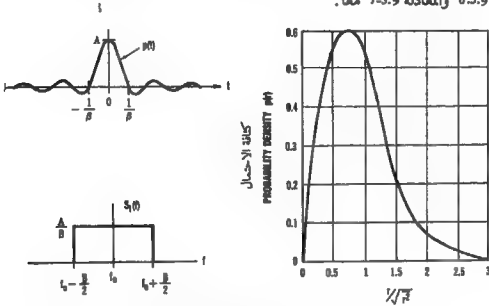
يمكن تحقيق هذا الشرط بتصميم شكل موجات النبضات المرسلة لتكون ل شكل نبضات تامة ، أي :

$$p(t) = A \sin(\omega \cdot t) \quad 6-3-9$$

عندئذ تكون :

$$S(f) = \frac{A}{B} \quad f_0 - \frac{B}{2} \leq f \leq f_0 + \frac{B}{2} \quad 7.3.9$$

حيث A هو اتساع النبضة ، B عرض النطاق الكلي . يبين الشكل 4-9 المعادلة 6.3.9 والمعادلة 7-3.9 معاً .



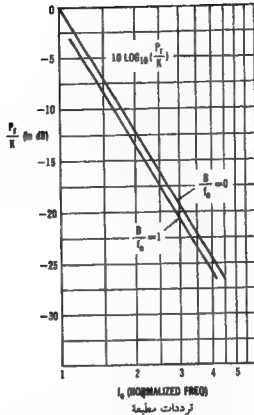
الشكل 4.9 نبضة تامة  $P(f)$  وطيفها محلود النطاق .

بتمريض للمعادلة 7-3-9 في المعادلة 4-3-9 نحصل على القدرة المستقبلية لاشارة عريضة النطاق بالشكل :

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{hc^2 GA}{(4\pi r^2)^2 B} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} \frac{1}{f^3} df \\ &= \frac{hc^2 GA}{(4\pi r^2)^2 B} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{\left(f_0 - \frac{B}{2}\right)^2} - \frac{1}{\left(f_0 + \frac{B}{2}\right)^2} \right\} \\ &= K \frac{f_0}{\left[f_0^2 - \left(\frac{B}{2}\right)^2\right]^2} = K \frac{1}{f_0^3 \left[1 - \left(\frac{B}{2f_0}\right)^2\right]^2} \quad 8-3-9 \end{aligned}$$

$$K = \frac{hc^2 GA}{(4\pi r^2)^2} \quad \text{حيث} \quad 9-3-9$$





الشكل 5-9 مخرجة المسار نتيجة لنطاق الإشارة العريض

عندما يقترب عرض النطاق B من الصفر تصبح المعادلة 8-3-9 :

$$P_r = K \frac{1}{f_0^2} \quad \text{نطاق ضيق} \quad 10-3-9$$

حيث تتفق مع المعادلة 7-2-9. رُسمت المعادلة 8-3-9 في الشكل 5-9. إن القدرة المستقبلية هي تابع لكل من تردد الحامل وعرض النطاق، من حيث المبدأ كلما كبر عرض النطاق كبرت القدرة المستقبلية. إذا كان عرض النطاق B يساوي نصف الردد الحامل، عندئذ نعوض  $B = f_0 / 2$  في المعادلة 8-3-9 لتصبح :

$$P_r = K \frac{f_0}{[f_0^2 - (f_0/4)^2]^2} = \frac{K}{(15/16)f_0^3} \quad 11-3-9$$

تُبين المعادلة 11-3-9 أن القدرة المستقبلية لاشارة عريضة النطاق عرض نطاقها  $B = f_0 / 2$  ديسبيل فقط من القدرة المستقبلية لاشارة موجة مستمرة. إذا كان النطاق عريضاً جداً  $B = f_0$  فإن المعادلة 8-3-9 تعطى :

$$K = \frac{kc^2GA}{(4\pi r^2)^2} \quad 12-3-9$$

أي أن القدرة المستقبلية أعلى بمقدار 2.5 ديسيبل فقط من القدرة المستقبلية من موجة مستمرة لهذا فإن خسارة مسار الانتشار لاشارة عريضة النطاق يمكن أن تحسب بقاعدة خسارة مسار موجة مستمرة في بقة الراديو المتنقل.

### 2-3-9 خفوت الاشارة عريضة النطاق :

يمكن أن يوصف انتشار الاشارة عريضة النطاق عن طريق خسارة المسار وخفوت الاشارة. يمكن ملاحظة خسارات المسار للاشارتين عريضة النطاق وضيقة النطاق من المعطيات المقاسة والمبرهنة نظرياً (كما بين في الفقرة 1-3-9). ومع ذلك فإن خصائص خفوت الاشارة عريضة النطاق تختلف عن خصائص خفوت الاشارة ضيقة النطاق (التي سبق وصفها في الفصل الأول). فخفوت الاشارة عريضة النطاق ليس حاداً كخفوت الاشارة ضيقة النطاق. للاشارة عريضة النطاق خفوت أقل لأن استقبالتها يستفيد من التنوع الرادوي الطبيعي للإشارة عريضة النطاق.

خصائص خفوت تعدد المسارات على النطاق العريض :

يمكن التعبير عن نبضة التشوير عريضة النطاق  $S_0(t)$  كما يلي :

$$S_0(t) = A \frac{\sin(\pi Bt)}{\pi t} \quad 13-3-9$$

حيث A اتساع النبضة اللين في الشكل 4-9. يمكن تمثيل الاشارة المستقبلية كالتالي:

$$S(t) = \left(\frac{A}{B}\right) \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m(t) \frac{\sin \pi B(t - m/B)}{\pi(t - m/B)} \quad 14-3-9$$

عرض النبضة  $1/B$  هو الفترة الزمنية التي تشغلها النبضة. نعد جميع  $b_m$  التي تختف خلال مجال عدد محدد من  $m$  موافق لامتداد وقت الانتشار  $\Delta$ . بعد ذلك يمكن تقريب العدد الفعال لفرعات التنوع  $M$  كما يلي :

$$M = \frac{\Delta + 1/B}{1/B} = B \cdot \Delta + 1. \quad 15-3-9$$

يختلف العدد الفعال للتنوع وفقاً لانشآت البناء.  $M$  أكبر في مناطق المدن عنها في مناطق الضواحي. إذا كانت  $\Delta = 0.5 \mu s$  (ميكرو ثانية) في الضواحي و  $\Delta = 3 \mu s$  (ميكرو ثانية) في المدن و  $B = 30 \text{ kHz}$  للنطاق الضيق و 1.25 MHz للنطاق العريض نجد أن العدد الفعال للتنوع  $M$  هو كما يلي:

#### M فرعة تنوع

بيئة صناعية	B = 30 KHz	B = 1.25 MHz
ضواحي $\Delta = 0.5 \mu s$	1.015	1.625
مدن $\Delta = 3 \mu s$	1.09	4.75

كلما زاد عرض النطاق كان الخفوت أقل. عند  $B = 1.25 \text{ MHz}$  يقل خفوت الإشارة المستقبلية وكان مستقبلاً بفرعة تنوع  $M = 1.625$  (بين فرعة وفرعتين) قد استخدم في منطقة الضواحي و  $M = 4.75$  (بين أربع وخمس فرعات) في منطقة المدن. تؤمن الإشارة العريضة النطاق ربح تنوع أكبر في مناطق المدن منه في مناطق الضواحي. عند  $B = 30 \text{ KHz}$  لا يلاحظ ربح تنوع فعال على الإشارة للمستقبل الضيقة النطاق.

#### 4-9 العناصر الرئيسة في تصميم النظام الخلوي :

إن مفهوم إعادة استخدام الورد الموصوف في الفصل 5-5 يرشد تصميم النظام الخلوي للحصول على سعة أكبر للنظام .

1 - معامل تخفيض تداعيل القناة الواحدة : يبنى الفاصل الأصغري بين خليتين لهما القناة  $D$  نفسها على معامل تخفيض تداعيل القناة الواحدة  $q$  ويعبر عنه بالشكل :

$$1-4-9 \quad q = \frac{D_c}{R}$$

حيث  $R$  نصف قطر الخلية . تختلف قيمة  $q$  وفقاً للنظام . في النظم الخلوية التماثلية  $q = 4.6$  وقد بنيت على أساس عرض نطاق القناة  $B_c = 30 \text{ kHz}$  ونسبة الحامل إلى التداعيل تساوي 18 ديسيبل ( $C/I = 18 \text{ dB}$ )

2 - تبديل القناة : تبديل القناة ميزة فريدة في النظام الخلوي. فهي تنقل المكالمات إلى قناة ترددية جديدة في موقع خلوية جديدة بلون انقطاع المكالمات أو انذار المشترك. يعتبر تخفيض تبديل الأتية غير الضروري وبماح تبديل القناة الضروري وظائف مهمة جداً لعمال النظام الخلوي في الأنظمة التماثلية والأنظمة الرقمية المستقبلية العاملة بنظم تعدد المنافذ بالتقسيم الودي والتقسيم الزمني .

3 - ترتيب الوردات وتخصيص الورد : بناء على المسافة الصغرى  $D_c$  يمكن الحصول على عدد الخلايا  $K$  في نمط إعادة استخدام الخلية على الشكل :

$$2-4-9 \quad K = \frac{(D_c/R)^2}{3} = \frac{q^2}{3}$$

يقسم العدد الكلي للأمنية المخصصة على  $\lambda$  . توجد  $\lambda$  مجموعة من الوردات ، وتعمل كل علية بمجموعتها الخاصة من الوردات التي يديرها عامل النظام. هذه هي وظيفة ترتيب الوردات . خلال معالجة المكالمات تخصص ترددات مختلفة لمكالمات مختلفة. هذه هي وظيفة تخصيص الورد. كلا الوظيفتان تتضاربان مع التداخل والسعة.

4 - الوصلة العكسية لضبط القدرة : تستخدم الوصلة العكسية لضبط القدرة من أجل تخفيض تداخل الطرف القريب الى الطرف البعيد. يحدث التداخل عندما تحجب الوحدة المتقلة القريبة من موقع الخلية الاشارة المستقبلية عند موقع الخلية بحيث لايمكن استقبال الاشارة الآتية من وحدة متقلة بعيدة. وهذا عبط فريد من التداخل في بيئة الراديو المتنقل.

5 - الوصلة الأمامية لضبط القدرة : تستخدم الوصلة الأمامية لضبط القدرة من أجل تخفيض التداخل اللازم معارج حدود الخلية:

6 - زيادة السعة : يمكن زيادة سعة الأنظمة الخلوية بمعالجة  $q$  بطريقتين :

أ - تبقى قيمة  $q$  المبنية في المعادلة 1-4-9 ثابتة ضمن التجهيزات الخلوية النمطية. عندما يقل نصف القطر  $R$  تقل  $D_r$  ، وعندما تصبح  $D_r$  أصغر يمكن تكرار الورد نفسه في المنطقة الجغرافية نفسها مراراً ، ولهذا السبب تستخدم الخلايا الصغيرة (تدعى أحياناً بالخلايا الصغيرة أو الخلايا الأصغر) لزيادة السعة.

ب - من بين الأنظمة الخلوية المختلفة يمكن انتقاء أنواع كثيرة مختلفة من التجهيزات الراديوية. والفكرة هي البحث بين تلك الأنظمة الخلوية التي تؤمن قيمة أقل لـ  $q$  . عندما تكون  $q$  في المعادلة 1-4-9 صغيرة فإن  $D_r$  صغيرة حتى لو بقي نصف قطر الخلية دون تغير. إن قيمة  $q$  في الأنظمة الخلوية الرقمية المصممة بعناية أقل من قيمة  $q$  في الأنظمة التماثلية. بانتقاء قيمة صغيرة لـ  $q$  في نظام جديد على أساس قيمة  $q$  في نظام قديم يمكننا زيادة سعة النظام دون تصغير حجم الخلية. ولهذا يفضل النظام الرقمي الجديد على النظام التماثلي القديم .

يؤثر على تصغير حجم الخلايا في نظام ما استخدام خلايا أكثر. وهذا مكلف دوماً. ولهذا من المهم جداً استخدام الأنظمة الخلوية الرقمية بعناية لبلوغ القيمة المثلى لـ  $q$  .

## 5-9 تقنيات التمديد (النشر) في التعديل :

تستخدم تقنيات التمديد (النشر) في التعديل عادة في العمليات العسكرية لمحاكاة التشويش. توجد تقنيتا نشر : نشر الطيف (الطيف المنشور) ونشر الزمن (قفز زمني) .

### 1-5-9 تقنيات الطيف المنشور :

يمكن انما تمديد (نشر) الطيف باحدى طريقتين : التابع المباشر أو القفز الودي.

1 - طريقة التابع المباشر : ترمز كل قطعة معلومات بعدد كبير من البتات المشفرة وتلدح جزازات (رقاقات) . مثال ذلك اذا كان معدل بتات المعلومات المستخدمة  $R = 10 \text{ Kbps}$  وتحتاج المعلومات الى نطاق عرضه  $B = 10 \text{ kHz}$  واذا شغرت كل بتة من هذه الـ 10 كيلوبتة بالثانية بـ 100 جزازة فإن معدل الجزازات هو 1 ميغا بتة بالثانية وبححتاج الى عرض نطاق  $B_m = 1 \text{ MHz}$  . وبهذا ينتشر عرض النطاق من 10 ك هـ الى 1 م هـ. يقاس نشر الطيف في حالة التابع المباشر بربح العملية (PG) بالديسيبل .

$$PG = 10 \log \frac{B_m}{B} \quad (\text{in dB}) \quad 5-1-9$$

ويكون ربح العملية في هذا المثال 20 ديسيبل ، أو يقال أن لنظام الطيف المنشور هذا ربح عملية 20 ديسيبل ، أحرمت أول تجارب على التابع المباشر في عام 1949 من قبل ل. أ. دي روزا و م. روجوف اللذان أنشأا وصلة اتصال بين نيويورك وكاليفورنيا.

2 - طريقة القفز الودي : يجهز مستقبل القفز الودي بـ N قناة ترددية من أجل مكانة حية كي يقفز على الأتية الوددية N هذه وفق نمط قفز محدد . إذا كان عرض قناة المعلومات 10 ك هـ . وكان هناك 100 قناة للقفز ( $N=100$ ) فإن عرض نطاق القفز الودي  $B_m = 1 \text{ MHz}$  . ويكون تمديد الطيف من 10 ك هـ (بتون قفز) إلى 1 م هـ (قفز ترددي) . يقاس القفز الودي بربح العملية على الشكل التالي :

$$PG = 10 \log N \quad (\text{in dB}) \quad 2-5-9$$

ويكون ربح العملية في هذا المثال هو 20 ديسيبل . تسمى جميع أنية القفز الودي أيضاً جزازات . يمكن أن يتواجد قفز سريع حيث تجري قفزتان أو أكثر لكل رمز ، أو قفز بطيء حيث تتسع كل قفزة لرمزين أو أكثر . يكون معدل ارسال للمعطيات في المادة هو معدل الرموز نفسه ، ويساوي معدل الرموز معدل البتات في الأرسال الثنائي . نظرا لقصور تقنيات الوقت الحاضر يستخدم القفز الودي نمط القفز البطيء .

## 2-5-9 القفز الزمني - تقنية تمليد الزمن (الزمن المنشور) :

تخصص الرسالة المرسله بمعدل معطيات  $R$  والتي تتطلب فترة ارسال زمنية  $T$  ، بفترة ارسال زمنية أطول  $T_r$  وترسل المعلومات برشقات يملئها نمط القفز . يمكن أن تنمو الفترة الزمنية  $t_n$  بين الرشقات. يكون معدل المعلومات  $R_r$  في القفز الزمني دائما أقل من معدل بتات المعطيات  $R$  . لنفرض حدوث  $N$  رشقة في الزمن  $T$  ، عندئذ :

$$R_r = \left( \frac{T_r}{T} \right) R = \left( 1 - \frac{\sum_{n=1}^N t_n}{T} \right) R \quad 3-5-9$$

## 6-9 وصف التعديل بالتتابع المباشر :

استُخدم الطيف المنشور (التتابع المباشر والقفز الورددي) لتخفيض التداخل المقصود (تشويش العدو) . نحن مهتمون باستخدامه لزيادة السعة بدلا من تخفيض التداخل المقصود. نميز مباشرة أن القفز الورددي البطيء لا يزيد السعة. القفز البطيء يدع الأتنية الجيدة تسوء والأتنية السيئة تتحسن . للنظام المصمم من أجل السعة يجب أن تستمر جميع الأتنية بنوعية حسنة تقريبا . إذا وجدت أتنية سيئة في نظام الطيف المنشور ذي سعة عالية فإن النظام لا يؤمن أتنية طبيعية حيث يمكن أن تتوسط مستويات الإشارة الزائدة مع مستويات الإشارة الضعيفة من الأتنية السيئة الى حدود سوية نوعية مقبولة. إن طريقة تحسين هذه الحالة هي إما أن تسقط الأتنية الخلفية أو تصحح الأتنية السيئة بوسائل أخرى. يساعد القفز السريع على زيادة السعة لأنه يؤمن التسرع إلا أن تقنيات القفز السريع عند الورد 800 م هـ غير متوفرة الآن.

## 1-6-9 التقنية الأساسية للتتابع المباشر (DS) :

يوضح الشكل 6-9 التقنية الأساسية للتتابع المباشر. تعدل المعطيات  $x(t)$  المرسله بمعدل  $R$  بورد حامل  $f_c$  أولا ثم بشيفرة نشر  $G(t)$  لتشكل إشارة تتابع مباشر  $S(t)$  . بمعدل جزاءات  $R_r$  وتشغل عرض نطاق تتابع مباشر  $B_r$  . تستقبل إشارة التتابع المباشر  $S(t - T)$  بعد زمن تأخير انتشار  $T$  وتدخل الى رابط (correlator) مستخدم شيفرة النشر  $G(t)$  نفسها المعزونة فيه مسبقا لفلك نشر إشارة التتابع المباشر ، ثم يتم الحصول على الإشارة التي فلك نشرها  $S(t - T)$  وبعد فلك تعديلها بالورد  $f_c$  تسرجع الإشارة  $x(t)$  . لتأخذ إشارة غلاف ثابتة بمعدل بورد  $f_c$  عند طرف الارسال المهيبة في الشكل 6-9 ، ولتكن  $x(t)$  سبل المعطيات المعدلة بأبراق زحزحة طور ثنائي (BPSK) ، عندئذ :

$$x(t) = \pm 1 \quad 1-6-9$$

معادلة بايراق زحزحة ثنائية :

$$S(t) = x(t)\cos(2\pi f_0 t). \quad 2-6-9$$

في طرف الارسال يستخدم تعديل نشر التابع  $G(t)$  أيضا الايراق بزحزحة طور ثنائي :

$$G(t) = \pm 1 \quad 3-6-9$$

عندئذ :

$$S_e(t) = x(t)G(t)\cos(2\pi f_0 t). \quad 4-6-9$$

في طرف الاستقبال تستقبل الإشارة  $S_e(t - T)$  بعد  $T$  ثانية زمن تأخير الانتشار ثم يجري بعد ذلك عملية فك النشر. نخرج الإشارة  $S(t - T)$  من الرابط :

$$S(t - T) = x(t - T) \cdot G(t - T)G(t - T)\cos[2\pi f_0(t - T)] \quad 5-6-9$$

حيث  $T$  زمن تأخير الانتشار المقدر والمولد في المستقبل ، وبما أن  $G(t) = \pm 1$  :

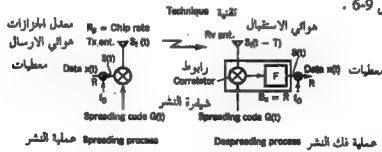
$$G(t - T)G(t - T) = 1 \quad 6-6-9$$

في رابط جيد تكون  $T = T$  ، عندئذ :

$$S(t - T) = x(t - T)\cos[2\pi f_0(t - T)] \quad 7-6-9$$

تسرجع للمعطيات  $x(t - T)$  بعد تعديلها بردد حامل  $f_c$  كما هو مبين في

الشكل 6-9 .



الشكل 6-9 التقنية الأساسية للتتابع المباشر

Tx.Ant. - هوائي الارسال ، Rv.Ant. - هوائي الاستقبال

## 2-6-9 مولد الشيفرة شبه الضخيجية :

إن الشيفرة شبه الضخيج الآتية من تتابع شبه ضخيج هي إشارة مقررّة . مثال ذلك التتابع 00010011010111 هو تتابع شبه ضخيج يشمل ثلاث خصائص :

1 - خاصية التوازن - 7 أصفار و 8 وحدات . يختلف عدد الأصفار عن عدد الوحدات في شيفرة شبه ضخيجية بواحد فقط.

2 - خاصية التدفق - 4 دقات "صفر" (أو دقات "1") الدقات = 4 .

1/2 الدقات (أي 2) من الطول 1 (أي صفر أو واحد افراديان)

1/4 الدقات (أي 1) من الطول 2 (أي صفران أو واحدان متتابعان)

1/8 الدقات (أي 0.5) من الطول 3 (أي 3 أصفار أو 3 وحدات متتابعة)

في المثال السابق لا يمكن عد 1/8 الدقات لأن الشيفرة قصيرة جداً.

3 - خاصية الرباط. لتكن D تمثل الفرق و S تمثل الحالة نفسها. نقارن الشيفرتين شبه الضخيجيتين كالتالي :

0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1
1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1
D	S	S	D	D	S	D	S	D	D	D	D	S	S	S

يمكن الحصول على قيمة ترابط تتابعين بـ N بتة بتعداد العدد  $N_0$  لـ  $D$ 's والعدد  $N_1$  أو  $S$ 's وضعهما في المعادلة التالية :

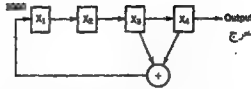
$$8-6-9 \quad P = \frac{1}{N} (N_0 - N_1) = \frac{1}{15} (7 - 8) = -\frac{1}{15}$$

عندئذ يكون ارتباط شيفرة شبه ضخيج بـ 15 بتة هو  $1/15$  . يبين الشكل 7-9 مولد شيفرة شبه ضخيج بمسجل ازاحة رباعي . يجمع الجناح النمطي 2 خرج مسجل الازاحة  $X_3$  ومسجل الازاحة  $X_4$  . تفدى إشارة الجمع خلفاً لمسجل الازاحة  $X_1$  . لنفرض أن تتابع من 4 بتات 1000 طبق على مسجل الازاحة  $X_1$  فإن مخرج تتابع شبه الضخيج من مولد الشيفرة هنا هو : 00010011010111 . يعتمد طول الشيفرة L لأي مولد شيفرة شبه ضخيج على عدد مسجلات الازاحة N :

$$9.6.9 \quad L = 2^N - 1$$

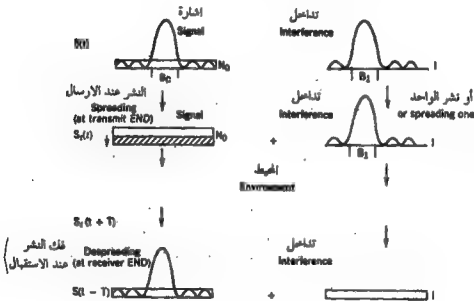
يدعى تتابع شبه الضخيج المولد في الشكل 7-9 أيضاً بتتابع الطول الخطي الأعظمي . من أجل  $N = 4$  تكون  $L = 15$  .





عدد مسجلات الإزاحة  $000100110101111$   $P = 2^N - 1$   
 $N$  - Number of shift registers  
 $P$  - Length of sequence  
 طول التتابع

الشكل 7-9 مولد شبه شيفرة شبه الضميج (تتابع الطول الخطي الأعظمي)  
 $N$  - عدد مسجلات الإزاحة ،  $P$  طول التتابع  $P = 2^N - 1$



الشكل 8-9 الطيف المنشور ، لمنع التداخل مولد  $G_z(t)$  مختلف لأجراء  
 النشر وينتهي للنتيجة نفسها

### 9-6-3 تخفيض التداخل بإشارة تتابع مباشر (DS) :

تعرض إشارة الشكل 9-6-6  $S(t)$  قبل النشر في كلا المجالين الراديوي والزمني كما هو مبين في الشكل 9-8 . بعد نشر  $S(t)$  بمولد  $G(t)$  يرسل المخرج  $S(t) - T$  بينما يبقى التداخل في الجو إشارة ضيقة النطاق أو إشارة تتابع مباشر بمولد  $G_z(t)$  مختلف . عندما تستقبل الإشارة  $S(t) - T$  بعد زمن تأخير  $T$  بفك نشرها بالمولد  $G(t)$  نفسه منتجة  $S(t) - T$  . تنشر إشارة التداخل إلى إشارة طيف منشور لأن المولد  $G(t)$  إذا كانت ضيقة النطاق أو تبقى إشارة طيف منشور لأن المولد  $G(t)$  و  $G_z(t)$  لا يتفقان وبالتالي يمكن الوصول إلى سوية منخفضة من التداخل ضمن عرض نطاق الإشارة المرغوبة  $B$  .

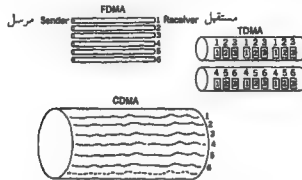
### 9-7 ساعات مخطط تعدد المنافذ :

تستخدم مخطط تعدد المنافذ لتأمين منافذ لاقامة الاتصالات. توجد خمس مخطط تعدد المنافذ هي:

- FDMA تعدد المنافذ بالتقسيم الراديوي ويخدم المكالمات بقنوات ذات ترددات مختلفة.
- TDMA تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني ويخدم المكالمات بمشقوق زمنية مختلفة.
- CDMA تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز ويخدم المكالمات بتتابع شفري مختلف .
- PDMA تعدد المنافذ بالتقسيم الاستقطابي ويخدم المكالمات باستقطابات مختلفة وهذا النوع من تعدد المنافذ غير قابل للتطبيق في الاتصالات الراديوية المتنقلة .
- SDMA تعدد المنافذ بالتقسيم الفراغي ويخدم المكالمات بواسطة هوائيات بقعية الإشعاع.

يمكن تحديد المكالمات في المناطق المختلفة المغطاة بالأشعة البقعية بواسطة الورد نفسه - مفهوم إعادة استخدام الورد. يمكن تطبيق مخطط تعدد المنافذ الثلاث الأولى في الأنظمة الخلوية. يبين الشكل 9-9 توضيحاً للاختلافات بين مخطط تعدد المنافذ الثلاث. لنفرض أن مجموعة من ست أغطية قد خصصت لخلية . في خطة تعدد المنافذ بالتقسيم الراديوي تخدم الأغطية الراديوية الست ست مكالمات . في خطة تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني يكون عرض نطاق القناة أوسع بثلاث مرات من عرض نطاق القناة في خطة تعدد المنافذ بالتقسيم الراديوي ولهذا فإن عرض نطاق قناتين بالتقسيم الزمني يساوي عرض نطاق ست أغطية بالتقسيم الراديوي وكل قناة تعمل بالتقسيم الزمني تؤمن

ثلاثة شقوق زمنية ومجموع الشقوق الزمنية الستة تستخدم مكالمة . في خطة تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز تشغل قناة كبيرة واحدة عرض نطاق مساو ست تقنية تعمل بالتقسيم الترددي ، ويمكن للقناة الراديوية العاملة بالتقسيم المرمز تأمين ست تنابعات شيفرة لتستخدم ست مكالمة . يمكن لخطة تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز أن تضغط تنابعات شيفرة إضافية في القناة الراديوية نفسها بينما لا تستطيع الخطتان الأخرتان عمل ذلك . بالطبع تؤدي إضافة تنابعات شيفرة إضافية الى تخفيض نوعية الصوت .



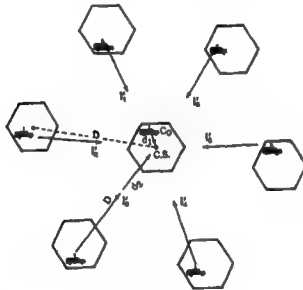
الشكل 9-9 توضيح أنظمة تعدد المنافذ المختلفة

في الأنظمة التماثلية يمكن تطبيق المنافذ بالتقسيم الترددي فقط وتكون نسبة الحامل الى التداخل  $C/I$  المستقبلة في مرحلة الورد الراديوي RF متعلقة تقريبا بنسبة الإشارة الى الضجيج  $S/N$  عند النطاق الأساسي وهي متعلقة بدورها بنوعية الصوت. في الأنظمة الرقمية يمكن تطبيق عطل تعدد المنافذ الثلاث بالتقسيم الترددي والزمني والرمز وتكون نسبة الحامل الى التداخل  $C/I$  في مرحلة الورد الراديوي RF متعلقة تقريبا بالنسبة  $E_b/I_0$  عند النطاق الأساسي .

$$\begin{aligned} \frac{C}{I} &= \left( \frac{E_b}{I_0} \right) \left( \frac{R_b}{B_e} \right) \\ &= \left( \frac{E_b}{I_0} \right) / \left( \frac{B_e}{R_b} \right) \end{aligned} \quad 1-7-9$$

14

حيث  $E_b$  الطاقة/بنة و  $I_0$  قدرة التداخل/هرتز و  $R_b$  معدل البتات/ثانية و  $B_e$  عرض نطاق القناة الراديوية بالهرتز . في خطط تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي أو الزمني توجد أقتية أو شقوق زمنية مخصصة للمكالمات . فإذا كانت  $R_b \geq B_e$  و  $E_b/I_0$  عند النطاق الأساسي أكبر دائماً من الواحد فإن  $C/I$  أكبر من الواحد أيضاً (أي لها قيمة موجبة بالديسيبل). في خطة تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز تشترك جميع تنابعات الشيفرة، لنقل  $N$  ، بقناة راديوية واحدة ولهذا تكون  $B_e$  أكبر بكثير من  $R_b$  . غالباً ما يحمل الرمز  $B_e$  الذي يمثل قناة الطيف المنشور محل الرمز  $B_e$  . أي تنابع شيفرة ضمن القناة الراديوية يتداخل مع  $N-1$  تنابع شيفرة أخر ، ونتيجة لذلك تكون سوية التداخل دائماً أعلى من سوية الإشارة والنسبة  $C/I$  أقل من الواحد (أي لها قيمة سالبة بالديسيبل) .



الشكل 9-10 تداخل القناة الواحدة

#### 1.7-9 سعة النظام الخلوي بالتقسيم الترددي والتقسيم الزمني :

في نظم التقسيم الترددي أو الزمني تخصص كل قناة ترددية أو شق زمني لمكالمة واحدة - وخلال فترة المكالمة لا يمكن اشراك مكالمات أخرى على القناة نفسها أو الشق نفسه . يأتي تداخل القناة الواحدة من مسافة  $D_e = qR$  . لنفرض الحالة الأسوأ أي

وجود ستة أجهزة تداخل قناة واحدة (انظر الشكل 9-10) وأن قانون محسارة المسار من الدرجة الرابعة سيطبق ، عندئذ يمكن إيجاد سعة النظام الخلوي بالتقسيم الزددي والزمن بواسطة السعة الراديوية  $m$  التي يعبر عنها بما يلي :

$$m = \frac{B_s/B_c}{K} = \frac{M}{\sqrt{2B(C/N)_s}} \quad 2-7-9$$

حيث  $B_c$  عرض النطاق الكلي (المرسل أو المستقبل)

$B_s$  عرض نطاق القناة (المرسل أو المستقبل) أو مكافئ عرض نطاق القناة .

$$M = B_s/B_c = \text{العدد الكلي للأقنية أو الأقنية للمكلفة} .$$

$(C/N)_s$  نسبة الحامل الى التداخل الصغري المطلوبة للقناة أو الشق الزمن . يمكن تطبيق المعادلة 2-7-9 مباشرة على أنظمة تعدد المنافذ بالتقسيم الزددي التناثلية والرقمية . في أنظمة تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني  $B_s$  هي عرض نطاق القناة المكافئ .

مثال ذلك اذا كان عرض نطاق القناة الراديوية لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني 30 ك هـ ولها ثلاثة شقوق زمنية فإن عرض نطاق القناة المكافئ هو 10 ك هـ ( $B_c = 10 \text{ kHz}$ ) . ويظهر أن النسبة الصغري المطلوبة  $(C/N)_s$  لكل شق زمني هي النسبة  $(C/N)_s$  نفسها للقناة المكافئة بالتقسيم الزمني . تبنى السعة الراديوية على معلتين:  $B_s$  و  $(C/N)_s$  كما يشار في المعادلة 2-7-9 ، فهي لها نفس المعلمتين اللتين تظهران في علاقة شانون لسعة الأقنية . الفرق بين المعادلة 2-7-9 وعلاقة شانون هو أن المعلمتين في المعادلة متعلقتان ببعضهما وفي علاقة شانون مستقلتان عن بعضهما . يمكن إيجاد النسبة  $(C/N)_s$  لسعة راديوية باستخدام نوعية صوت قياسية (مرجعية) بعد أن يعرف عرض نطاق القناة  $B_s$  .

2-7-9 السعة الراديوية للنظام الخلوي بالتقسيم الرمز (الشيفري) :

صمم نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الرمز الخلوي ليعمل خصيصا في الأنظمة الخلوية وسبب استخدامه الرئيس هو سخته العالية . يوجد في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الرمز قيمتان لمعامل تخفيض القناة الواحدة ، احدهما تسمى المحاورة  $q_s$  .  $q_s = D_s/R = 2$  . وتعني إمكانية إعادة استخدام القناة الراديوية نفسها في جميع الخلايا المحاورة ، وتسمى الأخرى الذاتية  $q_d$  ، ( $q_d = 1$ ) . وتعني أن تتابعات شيفرة مختلفة تستخدم القناة الراديوية نفسها لحمل أقنية الاتصال المختلفة . يبين الشكل 9-11 نوعي معامل تخفيض القناة الواحدة ، وباستخدام أصغر قيمة لهذا المعامل يكون نظام

تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز هو نظام إعادة استخدام التردد الأكثر فعالية الذي يمكن إنجاده .

1- نسبة الحامل الى التداخل  $(C/I)_s$  المطلوبة في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز الخلوي:

ويمكن إيجادها من المعادلة 1-7-9 بالاعتماد على قيمة  $E_s/I_0$  المقاسة عند النطاق الأساسي والمحددة بتنوعية الصوت . مثال ذلك ، اذا كان معدل بتات المرمز  $R_b = 8 \text{ Kb/s}$  وعرض نطاق القناة عريضة النطاق الكلي  $B_t = 1.25 \text{ MHz}$  فإن  $E_s/I_0$  تتحدد كما يلي :

$$\frac{E_s}{I_0} = 7 \text{ dB}$$

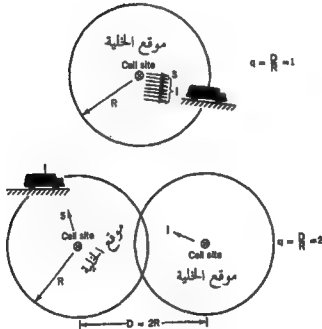
ومنه

$$(C/I)_s = 0.032 (=) -15 \text{ dB}$$

$$\frac{E_s}{I_0} = 4.5 \text{ dB}$$

ومنه

$$(C/I)_s = 0.01792 (=) -17.5 \text{ dB}$$



الشكل 11-9 تقسيم نوعي معامل تخفيض القناة الواحدة

بعدها يمكن اشتقاق السعة الراديوية لهذا النظام بالحسابات المبينة على الوصلة الأمامية ويمكن تحسينها بخطة ضبط القدرة.

2- بدون خطة ضبط القدرة : تحسب السعة الراديوية من النسبة  $C/I$  للوصلة الأمامية. يمكن الحصول على النسبة  $(C/I)_0$  المستقبلية في الوحدة المتنقلة عند حدود عملية تعدد المنافذ بالتقسيم للرمز المبينة في الشكل 9-12 من خلايا التداخل التسع، كما يلي :

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = \frac{\alpha \cdot R^{-4}}{\underbrace{\alpha(M-1) \cdot R^{-4}}_{\text{Within the cell داخل الخلية}} + \underbrace{\alpha \cdot 2M \cdot R^{-4}}_{\substack{\text{Two closest adjacent channels} \\ \text{القناتان المجاورتان} \\ \text{الأقربا}}}} + \underbrace{\alpha \cdot 3M \cdot (2R)^{-4}}_{\substack{\text{Three intermediate-range channels} \\ \text{ثلاث قنوات متوسطة}}} + \underbrace{\alpha \cdot 6M(2.633)^{-4}}_{\substack{\text{Six distant cells} \\ \text{ست خلايا بعيدة}}}$$

$$= \frac{1}{3.3123M - 1} \quad 3-7-9$$

حيث  $\alpha$  معامل ثابت ،  $M$  عدد أقنية الاتصال . يمكن تحديد  $(C/I)_0$  من  $E_p/I_0$  و  $R_p/B_p$

في المعادلة 9-7-1

تحسب  $M$  من المعادلة 9-7-3 .

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = 0.032 \quad M = 9.736$$

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = 0.01792 \quad M = 17.15$$

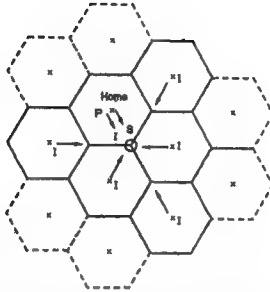
السعة الراديوية لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم للرمز المعرفة بالمعادلة 9-7-2 هي :

$$m = \frac{M}{K} \quad \text{عدد أقنية الاتصال / الخلية} \quad 4-7-9$$

في هذه الحالة  $K = 2/3 = 4/3 = 1.33$  . ومنه :

$$E_p/I_0 = 7 \text{ dB} \quad \text{قناة اتصال/الخلية من أجل} \quad m = \frac{M}{1.33} = 7.32$$

$$E_p/I_0 = 4.5 \text{ dB} \quad \text{قناة اتصال / الخلية من أجل} \quad m = 12.9$$



الشكل 12-9 نظام تمدد المنافذ بالتقسيم للرمز والتداخل عليه

3-7-9 خطة ضبط القدرة في نظام متعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفيري) :

يمكن زيادة السعة الراديوية باستخدام خطة ضبط قدرة. ملاحظة. يمكن لخطة ضبط القدرة المستخدمة على الوصلة الأمامية لكل خلية أن تقلل التداخل على خلاياها مجاورة أخرى.

كلما قل التداخل المولد في خلية كلما زادت قيمة  $M$ . تشير المعادلة 5-7-9 أنه إذا أهملت جميع التداخلات (انظر الشكل 12-9) عندئذ :

$$\text{٣ ٧ ٤} \quad \left(\frac{C}{I}\right)_s = \frac{R^{-4}}{(M-1)R^{-4}} = \frac{1}{M-1} \quad 5-7-9$$

من أجل

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = 0.032 \quad M = 30.25$$

ومن أجل

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = 0.01792 \quad M = 54.8$$

بمقارنة المعادلة 3-2-9 مع المعادلة 5-7-9 نجد أن عدد أفتية الاتصال الكلي  $M$

قد انخفض بشدة نتيجة وجود التداخل. وبما أن التداخل موجود دائما في الخلايا المجاورة فإنه يمكن تقليله باستخدام خطة ضبط قدرة. يجب الأخذ بالحسبان خطة ضبط القدرة لكامل القدرة بعد ضم أفتية الاتصال كلها وتحديد القدرة المسلمة اللازمة للوحدة المتنقلة القريبة والقدرة المحفظة الكلية عند الحدود كما يلي :



الحالة 1 : إيجاد القدرة المسلمة اللازمة للوحدة المتنقلة القريبة :

لنفترض أن القدرة المرسل من موقع الخلية إلى الوحدة المتنقلة هي  $P_f$  وهي متناسبة مع  $r_f$  :

$$P_f \propto r_f^{\alpha} \quad 6-7-9$$

حيث  $r_f$  المسافة بين موقع الخلية والوحدة المتنقلة و  $\alpha$  هو عدد. بفحص العدد  $\alpha$  نجد أن محطة ضبط القدرة عندما تستخدم  $\alpha = 2$  في المعادلة 6-7-9 فإنها تؤمن السعة المثالية ومتطلبات إشارة الوصلة الأمامية كي تصل إلى الوحدة المتنقلة القريبة على مسافة  $r_f$  من موقع الخلية قدرة مخفضة :

$$P_f = P_R \left( \frac{r_f}{R} \right)^{\alpha} \quad 7-7-9$$

حيث  $P_R$  القدرة المطلوب إيصالها إلى الوحدات المتنقلة عند حدود الخلية  $R$ . نفترض أن عدد الوحدات المتنقلة  $M$  المعتمدة بـ  $M$  قناة اتصال موزعة بانتظام في الخلية فيكون :

$$p(M_i) = kr_i \quad 0 \leq r_i \leq R \quad 8-7-9$$

حيث :

$M = \sum_{i=1}^M M_i$  . توجد  $L$  مجموعة من الوحدات المتنقلة لكل منها البعد نفسه حول موقع الخلية. و  $M_i$  عدد الوحدات المتنقلة في المجموعة رقم  $i$  وفقا لمكانها و  $k$  ثابت. تشير المعادلة 8-7-9 أنه إذا كان عدد الوحدات المتنقلة القريبة من موقع الخلية أقل فإن عددها يكون أكبر عند الحلقة الخارجية . لنفترض أن المسافة بين موقع الخلية والوحدة المتنقلة المرغوبة هي  $r_0$  ولنفترض أيضاً أن  $r_0$  هي مسافة قرية بين وحدة متنقلة معاذية وموقع الخلية. بمساعدة المعادلتين 6-7-9 و 7-7-9 تكون القدرة المرسل من موقع الخلية مساوية إلى :

$$\begin{aligned} P_t &= \sum_{i=1}^{M_1} P_1 + \sum_{i=2}^{M_2} P_2 + \sum_{i=3}^{M_3} P_3 + \dots + \sum_{i=L}^{M_L} P_L \\ &= P_f \left[ \sum_{i=1}^{M_1} \left( \frac{r_1}{R} \right)^{\alpha} + \sum_{i=2}^{M_2} \left( \frac{r_2}{R} \right)^{\alpha} + \dots + \sum_{i=L}^{M_L} \left( \frac{r_L}{R} \right)^{\alpha} \right] \\ &= P_f \left[ kr_1 \left( \frac{r_1}{R} \right)^{\alpha} + kr_2 \left( \frac{r_2}{R} \right)^{\alpha} + \dots + kr_L \left( \frac{r_L}{R} \right)^{\alpha} \right] \quad 9-7-9 \end{aligned}$$

بما أن  $r_L$  هي المسافة بين موقع الخلية وحدودها إذن  $r_L = R$  وتصبح المعادلة

9-7-9 كالآتي :

$$P_t = P_R k \int_0^R \frac{r^{\alpha}}{R^{\alpha}} dr = P_R k \frac{R^{\alpha}}{\alpha} \quad 10-7-9$$

ويمكن الحصول على عدد الوحدات المتنقلة كما يلي :

$$M = \sum_{i=1}^L M_i = k(r_1 + r_2 + \dots + R) \quad 11-7-9$$

$$= k \int r dr = k \frac{R^2}{2}$$

بتمويض المعادلة 10-7-9 في المعادلة 11-7-9 نجد :

$$P_r = P_R k \left[ \frac{M}{2k} \right] = P_R \frac{M}{2} \quad 12-7-9$$

إذا طبقت القدرة الكاملة  $P_R$  على كل قناة ، عندئذ :

$$P_r = MP_R \quad 13-7-9$$

بمقارنة المعادلتين 12-7-9 و 13-7-9 نجد أن القدرة الكلية لـ

النصف من أجل خطة ضبط القدرة للمعادلة 7-7-9 . وتكون نسبة الحامل

$(C/I)_r$  لوحدة متنقلة على بعد  $r_0$  قريبة من موقع الخلية هي :

$$\left( \frac{C}{I} \right)_r = \frac{P_R (r_0/R)^2 \cdot r_0^{-4}}{P_R (M/2) \cdot r_0^{-4}} = \frac{(r_0/R)^2}{(M/2)} \quad 14-7-9$$

يمكن اعمال التداخل من الخلايا المجاورة في المعادلة 14-7-9 في هذه الحالة.

الحالة 2 : تخفيض القدرة الكلية عند حدود الخلية :

- يمكن الحصول على النسبة  $(C/I)_r$  لوحدة متنقلة على بعد  $R$  أي عند حدود الخلية

بشكل مشابه للمعادلة 3-7-9 :

$$\left( \frac{C}{I} \right)_R = \frac{P_R}{P_R [(M-1)/2 + 2(M/2) + 3(M/2) \cdot (2)^{-4} + 6(M/2)(2.633^{-6})]}$$

$$= \frac{1}{1.656M} \quad 15-7-9$$

يمكن إيجاد قيم  $M$  و  $m$  من المعادلة 15-7-9 بتطبيق خطة ضبط القدرة :

$$C/I = 0.032 \text{ (-15 dB)} \quad \text{من أجل } m = 14.19 \text{ و } M = 18.87 \quad 16-7-9$$

$$C/I = 0.01792 \text{ (-17 dB)} \quad \text{من أجل } m = 28.33 \text{ و } M = 23.7$$

يجب فحص قيمة  $(C/I)_e$  المستقبلية بالوحدة المتنقلة على مسافة  $r_0$  والمحسوبة

بالمعادلة 9-7-14 وفقاً للمعادلة 9-7-15 للتأكد فيما إذا كانت صحيحة :

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{e1} = \frac{(r_0/R)^2}{M/2} = \frac{3.3(r_0/R)^2}{3.3(M/2)} \geq \frac{1}{1.656M} \quad 17-7-9$$

لا يمكن أن تكون نسبة تخفيض القدرة  $(r_0/R)^2$  في المعادلة 9-7-17 أقل من

0.302 للوحدات المتنقلة المتوزعة على مسافات أقل من  $r_0 = 0.55R$  . إذا وضعنا

الحُد الأدنى للقدرة مساوياً  $0.302P_R$  فإن القدرة الكلية يجب أن تغير إلى :

$$\begin{aligned} P_t &= P_R k \left[ \frac{r_1^2}{R^2} + \frac{r_2^2}{R^2} + \frac{r_3^2}{R^2} + \dots \right] \quad 18-7-9 \\ &= P_R k \left[ \left(\frac{r_0}{R}\right)^2 \int_0^{\infty} r \, dr + \int_0^{\infty} \frac{r^3}{R^2} \, dr \right] \\ &= P_R k \frac{R^2}{4} \left[ 1 + \left(\frac{r_0}{R}\right)^4 \right] \end{aligned}$$

من أجل  $r_0/R = 0.55$  فإن  $(r_0/R)^4 = 0.0913$  .

يجب ضبط القدرة المرسلة  $P_t$  في المعادلة 9-7-18 إلى :

$$P_t = P_R k \left(\frac{R^2}{4}\right) \cdot 1.0913 = P_R (M/2) \cdot 1.0913 \quad 19-7-9$$

تدل المعادلة 9-7-19 إلى أنه عند تطبيق أصغر قدرة على قناة الاتصال وهي

$0.302P_R$  في موقع الخلية الذي يخدم وحدات متنقلة ضمن مسافة  $r_0 = 0.55R$  فإن

القدرة الكلية عند موقع الخلية تزداد قليلاً إلى 1.0913 مرة بالمقارنة مع المعادلة 9-7-10

تحت شروط ضبط القدرة  $P_t$  في المعادلة 9-7-19 تقل القيم الحقيقية لـ  $M$  و  $m$  :

$$M = \frac{18.87}{1.0913} = 17.3 \quad m = 13 \quad \text{for } (C/I)_e = 0.032$$

$$M = \frac{33.7}{1.0913} = 30.9 \quad m = 25.96 \quad \text{for } (C/I)_e = 0.1792 \quad (9.7.20) \quad 20 \quad 7-9$$

بمقارنة المعادلة 9-7-20 مع المعادلة 9-7-16 لا نجد تغيراً مميزاً في قيم  $M$  و  $m$

عند تطبيق قدرة إرسال مضبوطة .

#### 4-7-9 مقارنة بين الحالات المختلفة لتعدد المنافذ بالتقسيم الرمزي (الشفري) :

يُبين الجدول 1-9 أداء الحالات الخمس المختلفة .

الحالة 1 : حالة عدم وجود تداخل خلوية مجاورة (هذه ليست حالة حقيقية)

الحالة 2 : حالة عدم وجود ضبط قدرة مع وجود تداخل خلوية مجاورة .

الحالة 3 : حالة وجود ضبط قدرة  $n = 1$  مع وجود تداخل خلوية مجاورة .

الحالة 4 : حالة وجود ضبط قدرة  $n = 2$  مع وجود تداخل خلوية مجاورة .

الحالة 5 : حالة وجود ضبط قدرة  $n = 3$  مع وجود تداخل خلوية مجاورة .

الحالة 1 في الجدول ليست حالة حقيقية. في الحالة الثانية بدون ضبط قدرة يكون الأداء ضعيفا. استبعدت عتبط القدرة في الحالات 3 الى 5 . في هذه الحالات ولكي تؤمن القدرة المرسله الصغرى في موقع الخلية من أجل خدمة الوحدات المتنقلة ضمن مسافة حتى  $\pi$  فإن القدرة المرسله الكلية تزداد (كما يدل العنوان "بعد ضبط القدرة المرسله").

عند مقارنة عدد الأتية بالخلية  $m$  بين الحالات 3 الى 5 نجد أن عددها في الحالة 4 يزيد بمقدار قناتين على ما في الحالة 3 ويقل مقدار قناة واحدة عما في الحالة 5 . ومع هذا فتطيق الحالة 5 أصعب من الحالة 4 . يمكن التفاوض عن ربح قناة واحدة في الحالة 5 عن الحالة 4 في الظروف العملية. عندما تستخدم عتبط ضبط قدرة  $3 > n$  نجد تحسنا اضافيا في السعة الراديوية. يمكننا الاستنتاج أن  $n = 2$  في الحالة 4 هي الانتقاء الأفضل .

٧٤٨

#### 8-9 تحفيض نسبة التداخل القريب الى البعيد في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم

الرمزي (الشفري) :

تشترك في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الرمزي جميع أقتية الاتصال بقناة راديوية واحدة. لذلك تحجب الاشارة القوية المستقبلية من وحدة متنقلة قريبة الاشارة الضعيفة الآتية من وحدة متنقلة بعيدة عند موقع الخلية. اذا طبقت خطة ضبط قدرة على الوصلة العكسية فإنها ستقلل تداخل الطرف القريب الى الطرف البعيد. وعندها تبقى الاشارات المستقبلية في موقع الخلية من الوحدات المتنقلة ضمن الخلية بالسوية نفسها.

توصف الخطوة كما يلي : يجب ضبط القدرة المرسلة من كل وحدة متنقلة على أساس بعلها عن موقع الخلية بالشكل :

$$P_j = P_R \left( \frac{r_j}{R} \right)^4 \quad 1-8-9$$

حيث  $P_R$  و  $r$  و  $R$  أعطيت سابقا وقد طبقت قاعدة الأس الرابع في المعادلة 1-8-9 .  
باهمال اشارات التداخل من الخلية المجاورة يمكن الحصول على النسبة  $C/I$  المستقبلية من وحدة متنقلة  $J$  عند موقع الخلية على الشكل :

$$\frac{C}{I} = \frac{P_R(r/R)^4(r)^{-4}}{\sum_{j=1}^{M-1} P_R(r_j/R)^4(r_j)^{-4}} = \frac{1}{M-1} \quad 2-8-9$$

يجب أن تكون النسبة  $C/I$  المستنتجة من المعادلة 2-8-9 أكبر أو مساوية الى  $C/I$

$$\frac{C}{I} \geq \left( \frac{C}{I} \right)_s \quad 3-8-9$$

بتطبيق  $(C/I)_s$  في المعادلة 2-8-9 نحصل على :

$$(C/I)_s = 0.032 \text{ (-15 dB)} \quad \text{من أجل } m = 22.74 \text{ و } M = 30.25$$

$$(C/I)_s = 0.01792 \text{ (-17 dB)} \quad \text{من أجل } m = 4.2 \text{ و } M = 54.5$$

عدد الأقنية  $M$  الذي تم الحصول عليه من الوصلة العكسية أكبر بكثير من عددها في الأقنية الأمامية والمبين في الجدول 1-9 . وهذا يدل على انه لزيادة السعة الراديوية يجب زيادة عدد الأقنية على الوصلة الأمامية. ولكن سعة نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الرمز تحدد من الوصلة الأمامية وليس من الوصلة العكسية .

TABLE 8.1 Performance of Different Power Control Schemes

جدول 9-1. أداء الطلاب المتعلمة لضبط التفكير

موقعية القدرة نسبة المسافة من موقع الخلية	معدل خدمة الخلية $i$					معدل خدمة الخلية $j$
	Power Controlled Subscribers				No Adjacent Cell Interference	
	No Power Control Case 2 $N = 0$	Case 3 $N = 1$	Case 4 $N = 2$	Case 5 $N = 3$	Case 1	
Power control due to the distance from the cell site	$P_n$	$P_n/P_n^0$	$P_n/P_n^0$	$P_n/P_n^0$	$P_n$	
$P_0$	N/A	0.30049	0.5587	0.779	N/A	

**Before adjusting the TX power**

فلمحة الإرسال الكلية

في موقع الخليله

Received at  $P_0$  11:5 21.12.11

At R (cell boundary)

$$\frac{\frac{M-1}{2}}{2.3123M-1}$$

المقدرة الكلية للبرق في موقع الخط القسم الثاني		بعد تعديل قيم T <sub>1</sub> power Total transmitted power at the cell site		Total transmitted power at the cell site		Total transmitted power at the cell site	
M at (C/H) <sub>1</sub> = 0.002	0.735	14.3	18.67	29.67	30.25		
(C/H) <sub>1</sub> = 0.0179	17.15	25.36	33.7	34.4			
M at (C/H) <sub>2</sub> = 0.002	7.22	10.67	14.19	22.74			
= 0.0179	12.9	19	25.35	31.78	41.2		
		P <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	P <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	P <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
The (C/H) <sub>1</sub> received		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>1</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>2</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>3</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>4</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>5</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>6</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>7</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>8</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>9</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>10</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>11</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>12</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>13</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>14</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>15</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>16</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>17</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>18</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>19</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>20</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>21</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>22</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>23</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>24</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>25</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>26</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>27</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>28</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150	(C/H) <sub>2</sub> at (M/S) × 1.00	(C/H) <sub>3</sub> at (M/S) × 1.25			
M at (C/H) <sub>29</sub> = 0.002		(C/H) <sub>1</sub> at (M/S) × 1.0150					

## 9.9 الميزات الطبيعية لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرز (الشفري) :

توجد حسنات كثيرة لاستخدام نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرز في الأنظمة الخلوية.

1 - دورات نشاط الصوت : يمكن لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرز أن يأخذ الشكل الطبيعي لمحادث الإنسان. دورة نشاط صوت الإنسان 35٪ وباقي الوقت اما أصغاء أو توقف. في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الردي يشترك جميع المشتركين بقناة راديوية واحدة. عندما لا يتحدث مشتركون مخصصون في قناة يستفيد الآخرون بقلة التداخل في تلك القناة الراديوية. وبهذا تقلل دورة نشاط الصوت التداخل المتبادل بنسبة 65٪ مضاعفة سعة القناة الحقيقية الى ثلاثة أضعاف. إن نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرز هو التقنية الوحيدة التي تستفيد من هذه الظاهرة. لهذا ونتيجة لدورة نشاط الصوت فإن السعة الراديوية المبنية في المعادلة 2-7-9 يمكن أن تكون أعلى بثلاث مرات ، وهذا يعني أن السعة الراديوية حوالي 40، قناة بالخلية من أجل  $C/I = -15 \text{ dB}$  أو  $E_b/I_0 = 7 \text{ dB}$ .

2 - لا حاجة لمسح : عندما يكون معدل الإرسال أعلى بكثير من 10 ك بت/ثا فإن نظامي تعدد المنافذ بالتقسيم الردي والزمني يحتاجان الى مسح لتحقيق التداخل بين الرموز الذي يسببه امتداد وقت الانتشار ، بينما يحتاج نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرز الى رابط فقط عند الاستقبال لاستعادة الإشارة المرغوبة من فك نشر إشارة الطيف المنشر. الرابط أبسط تركيباً من المسوي .

3 - جهاز راديو واحد بالموقع : تكون الحاجة الى جهاز راديو واحد في كل موقع أو قطاع فهو يوفر مكاناً وأسهل في التركيب.

4 - لا صعوبة في تبديل القناة : بما أن كل مشترك يستخدم القناة الراديوية نفسها فالاختلاف فقط في تتابع الشيفرة . لا يوجد تبديل قناة من تردد لآخر عندما ينتقل المشترك من خلية لآخرى ، وما يتغير هو تتابع الشيفرة من خلية لآخرى، وهذا يدعى تبديل القناة اللين.

5 - لا زمن حماية في نظام تعدد المسافات بالتقسيم المرز : يتطلب نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني الى زمن حماية بين الشقوق الزمنية. يشغل زمن الحماية فترات زمنية لعدة بتات معينة. كان من الممكن استخدام البتات المهدورة هذه في تحسين نوعية الأداء في نظام التقسيم الزمني . في نظام التقسيم المرز زمن الحماية هذا غير موجود .



6 - **قطاعات السعة:** في نظامى تعدد المنافذ بالتقسيم الترددي والزمني تقسم كل خلية الى قطاعات كى تقلل التداخل ونتيجة لذلك يقل مردود التوصيل للأقنية المقسمة في كل قطاع. في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم للرمز يستخدم تقطيع القطاعات لزيادة السعة وذلك بادخال ثلاثة أجهزة راديو في ثلاثة قطاعات وبهذا يمكن الحصول على ثلاثة أضعاف السعة بالمقارنة مع السعة النظرية لجهاز راديو واحد في الخلية.

7 - **خفوت أقل:** يلاحظ خفوت أقل في إشارة النطاق العريض عندما تنتشر في بيئة راديو متنقل. من المفيد أكثر استخدام إشارة نطاق عريض في مناطق المدن عنه في مناطق الضواحي للأسباب المذكورة في الفقرة 2-3-9.

8 - **سهولة الانتقال:** في الحالة التي يجب أن يشترك فيها نظامان - تماثلي وتقسيم مرزم - بالطيف المخصص نفسه فإن 10٪ من عرض النطاق (1.25 م هـ) سوف يزيد السعة حتى ضعف ( $0.1 \times 20 =$ ) كامل عرض نطاق السعة الراديوية بالتعديل الترددي (سنناقش ذلك فيما بعد). بما أن 5٪ فقط من المستثمرين هم مستثمرون ناشغالية عالية فإنهم يشغلون أكثر من 30٪ من كامل الاتصالات وبإمكان عملي النظام تفسير وحداتهم التماثلية الى وحدات ذات نمط مزدوج (تماثلي/تقسيم مرزم) وتحويل 30٪ من السعة الى نظام التقسيم للرمز في اليوم الأول لعمل النظام.

9 - **القائدة السعوية:** يعطى 10٪ من الطيف 12.5 م هـ أي 1.25 م هـ لمقارنة ساعات خطط تعدد المنافذ الثلاث بالتقسيم الترددي والزمني والرمز.

$$B_1 = 1.25 \text{ م هـ عرض النطاق الكلي}$$

$$B_{11} = 1.25 \text{ م هـ عرض نطاق القناة الراديوية في نظام التقسيم للرمز (الشفيري)}$$

$$B_2 = 30 \text{ ك هـ للتعديل الترددي (أي نظام التقسيم الترددي)}$$

$$B_3 = 30 \text{ ك هـ وثلاثة شقوق زمنية لنظام التقسيم الزمني}$$

سعة التعديل الترددي هي :

$$\text{عدد الأقنية الكلي} = \frac{10^4 \times 1.25}{10^3 \times 30} = 41.67$$

نموذج إعادة استخدام الخلية  $K = 7$

$$\text{السعة الراديوية} = m = \frac{41.67}{7} = 6 \text{ أقنية بالخلية}$$

سعة تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني هي :

$$\text{عدد الأتية الكلي} = \frac{10^9 \times 1.25}{10^3 \times 10} = 125$$

نموذج إعادة استخدام الخلية  $K = 4$  (مفروضة) :

$$\text{السعة الراديوية} = m_{\text{TDMA}} = \frac{125}{4} = 31.25 \text{ قناة بالخلية}$$

بينما سعة تعدد المنافذ بالتقسيم المرز هي :

$$\text{عدداًأتية الكلية في الخلية} = m = 13$$

نموذج إعادة استخدام الخلية  $K = 1.33$

السعة الراديوية من المعادلة 9-20 من أجل  $E_b/I = 7 \text{ dB}$

مع دورة نشاط الصوت وتقطيع القطاعات

$$m_{\text{CDMA}} = 3 \times 3 \times 13 = 120 \text{ قناة بالخلية}$$

لذلك :

$$m_{\text{CDMA}} = 20 \times m_{\text{FDMA}}$$

$$= 4 \times m_{\text{TDMA}}$$

10 - **لا ضرورة لرتيب أو تخصيص الورد** : في نظامي التقسيم الترددي والزمني بعد أمر ترتيب الترددات مهمة دقيقة دائماً. وبما أنه توجد قناة راديوية واحدة عامة فقط في نظام التقسيم المرز فلا حاجة لرتيب الترددات . وكذلك لتقليل التداخل في الوقت الحقيقي يجب تطبيق التخصيص الترددي المرز (الديناميكي) في نظامي التقسيم الترددي والزمني. وهذا يتطلب مضخم قدره عطيها عرض النطاق من الصعب تحقيقه. لا يحتاج نظام التقسيم المرز الى تخصيص ترددي مرز.

11 - **السعة البنية** : في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرز تشترك جميع أتية الاتصال بقناة راديوية واحدة. يمكن إضافة مشترك آخر بحيث تردى نوعية الصوت بشكل طفيف للغاية بالمقارنة مع خلية الـ 40 قناة الطبيعية. ويكون الفرق بالديسيبل هو فقط 10 لـ  $(41/40) = 0.24$  ديسيبل انخفاض في النسبة  $C/I$  .

12 - **التواجد المشترك** : يمكن أن يعمل كلا النظامين التماثلي والتقسيم المرز في طيفين مختلفين. يحتاج التقسيم المرز الى 10٪ فقط من عرض النطاق ليولد سعة 200٪. وبذلك لا يوجد تداخل بين النظامين .

13 - من أجل الخلايا الصغيرة والأنظمة داخل الأبنية . نظام تعدد المنافذ بالتقسيم  
الرمز هو شكل موجة طبيعي ملائم للخلايا الصغيرة ولداخل الأبنية لأنه حساس  
للضجيج والتداخل .

هذا ملخص لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم الرمز يضىء الجهود لزيادة السعة في الاتصالات  
الخلوية المستقبلية. المنشورتان (11-12) حللتا نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الرمز بعمق ،  
أما المراجع الأخرى المهمة حوله فيمكن إيجادها في المراجع 13-21 .  
أخذت مادة هذا الفصل بشكل رئيس من المرجعين 20-21 .

## المراجع

### REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., *Mobile Cellular Telecommunications Systems* (McGraw-Hill, 1989): ch. 4.
2. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 340-399.
3. Proakis, John G., "Adaptive Equalization for a TDMA Digital Mobile Radio," *IEEE Trans. Veh. Tech.*: 333-341.
4. Crozier, S. N., D. D. Falconer, and S. Mahmoud, "Short-Block Equalization Techniques Employing Channel Estimation for Fading Time-Dispersive Channels," *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference* (San Francisco, CA, 1989): 142-146.
5. Mosen, P., "Theoretical and Measured Performance of a DEF Modem on a Fading Multipath Channel," *IEEE Trans. Commun. COM-25*, (Oct. 1977): 1144-1153.
6. Lee, W. C. Y., *Mobile Communications Engineering* (McGraw-Hill, 1982): 163.
7. Schwartz, M., W. R. Bennett, and S. Stein, *Communications Systems and Techniques* (McGraw-Hill, 1966): 561.
8. Sklar, B., *Digital Communications, Fundamentals and Applications* (Prentice Hall, 1988): 546.
9. Lee, W. C. Y., "Spectrum Efficiency in Cellular," *IEEE Trans. on Veh. Tech.* 38 (May 1989): 69-75.
10. PacTel Cellular & Qualcomm, *CDMA Cellular—The Next Generation* (Pamphlet distributed at CDMA demonstration, Qualcomm, San Diego, CA, Oct. 20-Nov. 7, 1989).
11. Gilhousen, K. S., I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, and C. E. Wheatley, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. Veh. Tech.*: Vol. 40 May, 1991: 303-312.
12. Pickholtz, R. L., L. B. Milstein, and D. L. Schilling, "Spread Spectrum for Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* Vol. 40, May 1991: 313-322.

13. Viterbi, A. J., "When Not to Spread Spectrum—A Sequel," *IEEE Commun.* 23 (Apr. 1985): 12–17.
14. Milstein, L. B., R. L. Pickholtz, and D. L. Schilling, "Optimization of the Processing Gain of an FSK-FH System," *IEEE Trans. Commun.* COM-28 (July 1980): 1062–1079.
15. Huth, G. K., "Optimization of Coded Spread Spectrum System Performance," *IEEE Trans. Commun.* COM-25 (Aug. 1977): 763–770.
16. Simon, M. K., J. K. Omira, R. A. Scholtz, and B. K. Levin, *Spread Spectrum Communications*, vol. 2 (Rockville, MD: Computer Science Press, 1985).
17. Pickholtz, R. L., D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of Spread-Spectrum Communications—A Tutorial," *IEEE Trans. Commun.* COM-30 (May 1982): 855–884.
18. Scholtz, R. A., "The origins of Spread Spectrum Communications," *IEEE Trans. Commun.* COM-30 (May 1982): 882–884.
19. Viterbi, A. J., "Spread Spectrum Communications—Myths and Realities," *IEEE Commun.* (May 1979): 11–18.
20. Lee, W. C. Y., "Radio Access Technology—CDMA/Spread Spectrum," seminar notes used for the one-day seminar of IEEE San Francisco Section/Pacific Bell at San Ramon, Ca. on Jan 23, 1990, and the seminar of IEEE New Jersey Section/Rutgers Univ. WINLAB at Piscataway, N.J. on April 25, 1990.
21. Lee, W. C. Y., "Overview of Cellular CDMA" *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol. 40, May 1991, pp 291–302.

## 10 - أنظمة الخلايا الصغيرة

- 1-10 تصميم نظام خلوي تقليدي
- 2-10 وصف لتصميم نظام خلوي صفري جديد
- 3-10 تحليل السعة ونوعية الصوت
- 4-10 خفض عدد التبديلات
- 5-10 سعة النظام
- 6-10 مزايا الخلايا الصغيرة



## 10-1 تصميم نظام خلوي تقليدي :

إن النظام الخلوي ذا الخدمة المتطورة للهاتف المتنقل (AMPS) والذي يعمل على 850 م هـ. كما هو مستخدم في أمريكا الشمالية هو نظام ذو سعة عالية . وقد بُني استخدامه للظيف على مفهوم إعادة استخدام التردد حيث يمكن إعادة استخدام التردد تكررًا في أماكن جغرافية مختلفة . تدعى الأماكن المختلفة التي تستخدم الترددات نفسها بالخلايا ذات القناة الواحدة وقد سبق وصفها في الفصل 5-5 . يبنى الفاصل الأصغري ( $D_g$ ) المطلوب بين أقرب خليتين ذات قناة واحدة على توصيف تداخل القناة الواحدة المسموح به الذي يقاس بنسبة الحامل إلى التداخل  $(C/I)_g$  المطلوبة. ونسبة الحامل إلى التداخل هي أيضاً تابعة لنوعية الصوت الدنيا المقبولة في النظام.

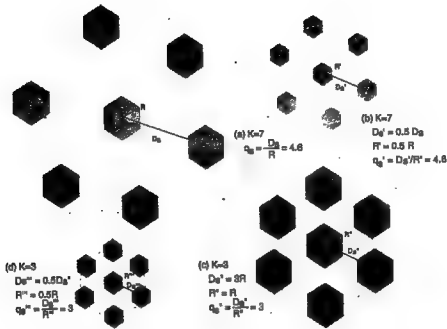
إن نسبة الحامل إلى التداخل  $(C/I)_g$  في نظام الخدمة المتطورة للهاتف المتنقل (AMPS) تساوي نحو 18 ديسيبل (وهي السوية التي يقوم عندها 75٪ من المستثمرين النظام بتقدير "جيد" أو "ممتاز") ويكون الفاصل الأصغري المطلوب والمعتمد على نسبة  $(C/I)_g = 18 \text{ dB}$  حوالي 4.6 R حيث R نصف قطر الخلية. يكون عدد الخلايا K في نموذج إعادة استخدام الخلية في نظام خلوي تابعاً لمسافة القناة الواحدة  $D_g$  . من أجل  $D_g = 4.6 R$  تكون  $K = 7$  . وهذا يعني أن منطقة ذات سبع خلايا يمكنها أن تشترك بكامل الطيف المخصص. يوجد في كل من النطاقين المخصصين للنظام الخلوي 395 قناة صوتية ويمكن أن يكون لكل خلية 57 قناة كمعدل عام. وصفت التفاصيل في الفصل 6-5 .

بحلول عام 1991 بدأت الأنظمة الخلوية التقليدية المستخدمة في الأسواق الكبيرة منذ عام 1984 بالوصول إلى سعتها . لزيادة سعة النظام يمكن أخذ الحلول الثلاثة المعتمدة على معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة  $C/I_g$  المعروف بما يلي :

$$q_g = \frac{D_g}{R} = \sqrt{3K} \quad 10-1-1$$

حيث  $D_g$  المسافة الصغرى المطلوبة بين أي خليتين ذات أثنين واحدة في النظام الخلوي (انظر الشكل 10-1 أ). والموافقة للنسبة المطلوبة الحامل/التداخل  $C/I_g$  المستقبلية عند كل من موقع الخلية والوحدة المتنقلة فيها، R نصف قطر الخلية ، K عدد الخلايا في نموذج إعادة استخدام الخلية . وتدعى K أيضاً بمعامل إعادة استخدام الخلية. يعد الحلان الأولان لزيادة السعة حلين تقليديين أما الحل الثالث فهو حل جديد. اشتقت المعادلة :

10-1 من توضيح خلية سداسية مثالية وهو ما يستعمل عادة. يمكن عرض الحلول الثلاثة لزيادة السعة على الشكل التالي :



الشكل 1-10 أربعة أشكال من معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة

1- شطر الخلايا : يمكن زيادة السعة بتقليل  $R$  وحفظ قيمة  $Q_g$  بدون تغيير كما في المعادلة 1-1-10 (انظر الشكل 1-10 ب) أي إعادة تدرج (مقياس) النظام. عندما تكون  $R$  أقل من واحد ميل أو واحد كيلومتر تدعى الخلية عادة الخلية الصغيرة. في عملية التقريب من الدرجة الأولى كل مرة تخفض فيها  $R$  الى النصف تزداد السعة أربع مرات. إن قياس السعة في هذا الحل هو عدد الأتية بالكيلومتر المربع الواحد. يؤدي حل شطر الخلية الى زيادة السعة الراديوية. إن شطر الخلايا مستقل عن تدرج (قياس) النظام أي أن قيمة  $Q_g$  تبقى دون تغيير. يمكن استخدام هذا الحل في أي نظام ثنائي أو رقمي. تعتمد الخلية الصغيرة التقليدية هذا الحل .

2- تقليل عامل إعادة استخدام الخلية (يدعى أيضاً تخفيض النسبة  $D/R$  المطلوبة) : يمكن زيادة السعة بطرائق يمكن بواسطتها تخفيض قيمة  $D$  أي صياغة تشكيل جديد مع بقاء  $R$  دون تغيير في المعادلة 1-1-10 (انظر الشكل 1-10 جـ). نتيجة لذلك تقل قيمة  $Q_g$  وكذلك عامل إعادة استخدام الخلية  $K$  كما هو واضح من المعادلة 1-1-10 غير أن قيمة  $D$  هي تابع للنسبة  $(C/N)_r$  المطلوبة. مثال ذلك إذا استطاع نظام خلوي جديد بلوغ عامل إعادة استخدام تردد  $K=3$  فإن سعة النظام الجديد يمكن الحصول عليها بالمقارنة مع سعة نظام AMPS فيه  $K=7$ . بما أن قيمة  $K$  قد أنقصت من



سبعة الى ثلاثة فإن السعة تزداد بمقدار  $2.33 = 7/3$  مرة. إن قياس السعة الراديوية في هذا الحقل هو عدد الأتية بالحلية :

$$2-1-10 \quad m = \frac{\text{مجموع القنوات الصوتية}}{K}$$

إن حل تقليل اعادة استخدام الحلية سيزيد السعة الراديوية  $m$  كما هو واضح من المعادلة 2-1-10 .

استخدمت في الماضي عملية التحزيم لتخفيض قيمة  $K$  في النظام التماثلي عندما يزداد تداخل القناة الواحدة في حلية فيجب استخدام تشكيل الحلية إما من ثلاثة قطاعات أو من ستة قطاعات كي لا يتوسع فاصل حلية القناة الواحدة المطلوب  $q_c$ . بكلمات أخرى ، يظهر أن التحزيم عند تداخل معين يمكن أن يخفض القيمة  $D$  . مع هذا إذا تفحصنا عملية التحزيم نجد أن طريقة تخصيص مجموعة من الأتية الوردية لكل قطاع هي طريقة التخصيص نفسها للحلية. تحدث تبديلات الأتية عند مرور العربات بين القطاعات بالطريقة نفسها عند مرورها بين الخلايا. لهذا إذا كانت  $K=7$  في نظام بثلاثة قطاعات فإن عدد الأتية بالقطاع (بافتراض أن عدد الأتية الكلي 395 قناة) هو :

$$19 = 395 / 3 \times 7 \quad \text{قناة بالقطاع}$$

وإذا كانت  $K=4$  في حلية بستة قطاعات فإن عدد الأتية بالقطاع هو :

$$16 = 395 / 6 \times 4 \quad \text{قناة بالقطاع}$$

نرى من هاتين القيمتين أنه لا يوجد فارق كبير بالسعة الراديوية بين التشكيلين الخليويين. يمكن الحصول على سعة اضافية باستخدام حل شطر الحلية بحيث يقل حجم كل قطاع. إن مشكلة التحزيم هي انخفاض كفاءة الاتصال للأتية المستخدمة. إن استخدام الحلية بنفس عدد الأتية في حلية موحدة أعلى بكثير منه في عملية مجزأة. لهذا لا يمد التحزيم طريقة فعالة لتخفيض  $q_c$  .

3 - حل تخفيض النسبة  $D/R$  المطلوبة بحلية صغرية جديدة : يُرى الشكل 1-10 د- مخطط نظام حلية صغرية جديدة. في هذه الحالة لا يقل نصف قطر الحلية فقط بل يقل أيضاً معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة. اضافة لذلك لا يوجد تخفيض في كفاءة الاتصال فهو نظام  $K=3$  حقيقي. تشمل ميزات هذا النظام كلا من تخفيض تداخل القناة الواحدة وقصر تداخل القناة الواحدة بالنسبة للإشارة على مسافة صغيرة، سنناقش ذلك بالتفصيل في الفصل القادم.

## 10-2 وصف لتصميم نظام خلوي صفري جديد :

تتألف الخلية الصغرى الجديدة عادة من ثلاث مناطق كما هو مبين في الشكلين 10-2 و 10-3 (يمكن انشاء أكثر من ثلاث مناطق عند الحاجة). لكل منطقة موقع منطقة وأحد المواقع الثلاثة ينطبق عادة على موقع القاعدة. تركيب جميع أجهزة الارسال والاستقبال الراديوية التي تخدم الخلية الصغرى في موقع القاعدة. عملياً يشارك موقع المنطقة بالمعدات الراديوية نفسها المركبة في موقع القاعدة. لخدمة عدة من موقع منطقة يمكن أن تبدل الإشارة الخلوية من 800 م هـ الى إشارة ميكروية أو ضوئية في محطة القاعدة ثم تبدل ثانية الى إشارة 800 م هـ في موقع المنطقة لتخدم العربية فيها وكان العربية قد توضع في القاعدة . وبالعكس بعد التضخيم بمضخم منخفض الضجيج في موقع المنطقة تبدل الإشارة الخلوية المستقبلية الى إشارة ميكروية أو ضوئية ثم تبدل الى 800 م هـ عند القاعدة. في هذه الحالة يتطلب موقع المنطقة فقط مبدل تردد الى الأعلى والأسفل ومضخم قدرة ومضخماً أولياً منخفض الضجيج عريض النطاق و هي سهلة التركيب بسبب صغر حجم وقلة وزن أجهزة موقع المنطقة.

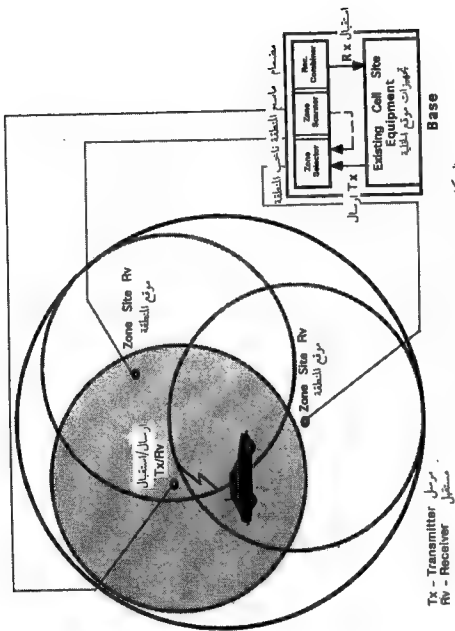
## 10-2-1 الإشارة الآتية من الوحدة المتقلة :

ترسل الوحدة المتقلة المتحركة في الخلية الصغرى إشارة ، يستقبل موقع المنطقة هذه الإشارة ويمررها خلال مبدل تردد علوي/سفلي ، تبدل الإشارة الى الأعلى وترسل خلال وسط ميكروي أو ضوئي ثم تبدل الى الأسفل في موقع القاعدة. وبهذا تستقبل اشارات الوحدات المتقلة من جميع المناطق وترسل ثانية الى موقع القاعدة. يستخدم ناعب المنطقة الموجود في موقع القاعدة لانتقاء المنطقة الملائمة لخدمة الوحدة المتقلة وذلك بانتقاء المنطقة ذات شدة الإشارة الأقوى. ثم يسلّم موقع القاعدة الإشارة الخلوية الى موقع المنطقة خلال عملية التبديل العلوية.

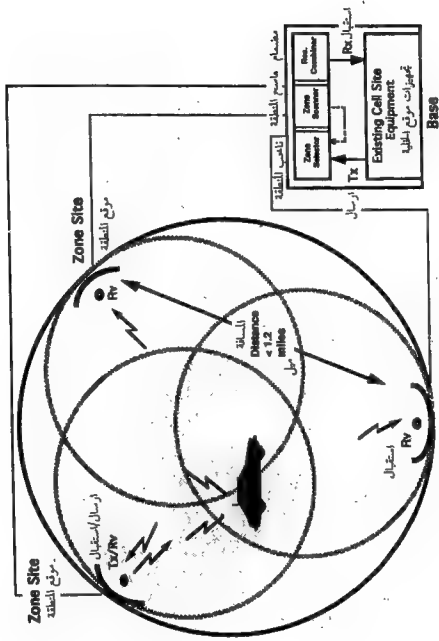
٢٩٢

## 10-2-2 الإشارة الآتية من موقع القاعدة :

يستقبل موقع المنطقة الملام الإشارة الخلوية من موقع القاعدة خلال عملية تبديل سفلية ويرسلها الى الوحدة المتقلة بعد التضخيم. لهذا وبالرغم من أن مستقبلات المناطق الثلاثة كلها عاملة إلا أن مرسل منطقة واحدة فقط يعمل على ذلك الردد الخاص لخدمة تلك الوحدة المتقلة الخاصة. عند تحريك الوحدة المتقلة من منطقة الى أخرى يبقى تردد القناة المخصصة بدون تغيير. يقوم ناعب المنطقة في موقع القاعدة بتحويل الإشارة المرسل (من القاعدة الى الوحدة المتقلة) من منطقة الى أخرى طبقاً لتوضع الوحدة المتقلة. تستخدم منطقة ارسال قاعدة عاملة واحدة فقط في وقت

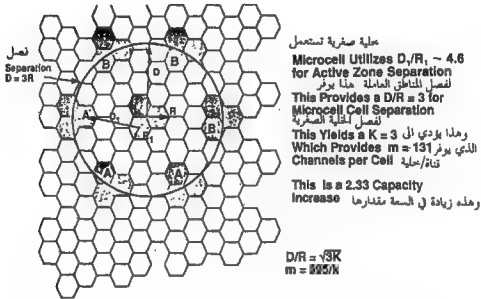


الشكل 2-10 خلية صغرية بتشكيل مناطق متساوية الاتجاهات



الشكل 3-10: عملية صغرية بتشكيل مناطق مخرقة من الطرف

واحد(تردد مخصص) لخدمة عربية في خلية. نتيجة لهذا ليست هناك حاجة لتبديل الأقفال عند دخول الوحدة المتنقلة الى منطقة عاملة جديدة. يمكن للخلية الصغيرة أن تتحمل 60 ترددا مخصصا لـ 60 عربية. في المتوسط تعطى كل منطقة 20 مكالمات متنقلة مرافقة مع 20 ترددا في الوقت نفسه.

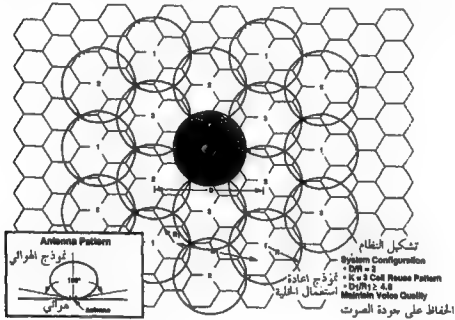


الشكل 4-10 تطبيق نظام الخلية الصغيرة

### 3-10 تحليل السعة ونوعية الصوت :

يمكن تنفيذ نظام الخلية الصغيرة الجديد بثلاث طرائق: ناعب منطقة متساوية الاتجاهات ، ناعب منطقة محروضة من الطرف ، منطقة محروضة من الطرف بدون اتقاء. 1-3-10 حل ناعب المنطقة متساوية الاتجاهات : يمكن توضع موقع المنطقة عند مركز كل منطقة كما هو مبين في الشكل 2-10 . تعرض القدرة المرسلة من كل موقع مركزها. يمكن حساب النسبة C/I من النظام الجديد المبين في الشكل 4-10 .

لبرهنة أن السعة قد ازدادت ونوعية الصوت قد تحسنت في نظام الخلية الصغرية الجديد المبين في الشكل 10-1-د نحسب معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة  $q_{z1}$  الذي يعد العنصر الرئيس في تصميم النظام الخلوي. تستخدم  $q_e$  في أنظمة الخلية الصغرية التقليدية لقياس كل من نوعية الصوت والسعة لتعلق الواحدة بالأخرى. في نظام الخلية الصغرية هذا يجب الأخذ بالحسبان معاملي تخفيض تداخل القناة الواحدة لأن كل من نوعية الصوت والسعة يقاس بشكل مختلف. يُستخدم معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة الأول  $q_{z1}$  لقياس نوعية الصوت ويُستخدم الآخر  $q_{z2}$  لقياس السعة الراديوية. يبين الشكل 10-5 نظام الخلية الصغرية.



الشكل 10-5 نظام خلية صغرية ذات  $K=3$

معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة بين منطقتي إرسال قاعدة عاملتين على قناة واحدة CIRF :

لمعامل تخفيض تداخل القناة هذا قيمة جديدة  $q_{z1}$  تُعرف بأنها  $q_{z1} = D_1/R_1$  حيث  $D_1$  المسافة بين إحدى المناطق الحية في الخلية الصغرية والمنطقة الحية المقابلة لها في الخلية الصغرية الأخرى كما هو مبين في الشكل 4-10 ،  $R_1$  نصف قطر كل منطقة. تستخدم التغطية الحقيقية لكل منطقة لتقدير التداخل ، ولهذا يستخدم نصف قطر مساحة التغطية الحقيقية  $R_1$  لولائم مساحة المنطقة.

توجد قيم كثيرة لـ  $q_{01}$  حسب منطقتي القناة الواحدة العاملين المأخوذتين بالحسبان، من بينها حالة المنطقتين الأقرب من بعضهما وهي الأسوأ لقياس  $q_{01}$  . نعلم أنه في نظام AMPS تكون النسبة  $C/I$  18 ديسيبل وهذا يؤدي إلى أن  $q_{01}$  يجب أن تكون 4.6 لكي تبقى نوعية الصوت مقبولة عند استخدام أجهزة راديو تماثلية بتعديل ترددي 30 ك هـ . دلت المحاولات الأولية في نظام AMPS أن  $q_{01} = 4.6$  كافية للخلايا ذات الاتجاهات المتساوية.

عندما يكون ارتفاع هوائي موقع الخلية محدود 100-150 قدم و الأرض غير مسطحة فإن تداخل القناة الواحدة المستقبل على الوصلة العكسية (وحدة منتقلة إلى القاعدة) أكبر مما هو متوقع ، ولهذا أدخلت هيكليّة التجزئة للخلايا الرئيسية . في نظام الخلية الصغيرة يكون ارتفاع الهوائي دائماً أقل من 100 قدم وعادة من 40 - 50 قدم وتكون الأرض عادة حول الهوائي مسطحة في مساحة صغيرة . يمثل هذه الظروف يقل تداخل القناة الواحدة على الوصلة العكسية ويصبح ترتيب التجزئة غير ضروري في تشكيلات الأنظمة  $K=7$  وقد أبدت المعطيات للمقاسة ذلك . بما أن أجهزة الراديو المستخدمة في نظام الخلية الصغيرة هي نفسها فإن  $q_{01}$  يجب أن تكون نفسها على الأقل وتساوي 4.6 كي تعيد التشكيل  $K=7$  .

يرى من التركيب أن  $q_{01}$  لأقرب منطقتين عاملتين بقناة واحدة في خليتيهما الموافقتين هي 4.6 كما هو مبين في الشكل 4-10 . في نظام الخلية الصغيرة هذا يكون  $q_{01}$  عادة بين أي منطقتين عاملتين في خليتيهما الصغيرتين الموافقتين ذات القناة الواحدة دائماً تساوي أو أكبر من 4.6 . كما هو مبين في الشكل 4-10 . لقد برهن على أن نوعية الصوت في نظام الخلية الصغيرة المبنية على أساس 4.6 هي مساوية أو أفضل من نوعية الصوت في نظام AMPS . تستخدم  $q_{01}$  لقياس نوعية الصوت في نظام الخلية الصغيرة الجديد فقط .

**معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة بين خليتين متجاورتين بقناة واحدة**

في نظام الخلية الصغيرة يعرف معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة  $q_{02} = D/R$  حيث  $D$  المسافة بين الخليتين الصغيرتين المتجاورتين بقناة واحدة و  $R$  نصف قطر الخلية الصغيرة ( انظر الشكل 4-10 ) . في هذه الحالة  $q_{02} = D/R = 3$  مكافئة إلى  $K=3$  المبينة في المعادلة 10-10 . وضحت المناطق الثلاث بالخلية الصغيرة ونظام  $K=3$  في الشكل 5-10 وبهذا تغطي كامل الخلية الصغيرة. بما أن  $k$  خفضت من 7 في نظام AMPS إلى 3 فإن سعة نظام الخلية الصغيرة قد ازدادت بمقدار  $2.33 = 7/3$  مرة كما هو مبين في المعادلة 10-2 ولهذا تستخدم  $q_{02}$  لقياس السعة . يوضح الشكل 5-10 تخصيص التردد في نظام فيه  $K=3$  . يمكن تقسيم كامل الأتية المخصصة إلى 395 إلى ثلاث مجموعات .

تتألف المجموعة الأولى من الأتية 1, 4, 7, 10 الخ . وتتألف المجموعة الثانية من الأتية 2, 5, 8, 11 الخ والمجموعة الثالثة من الأتية 3, 6, 9, 12 الخ . وكما يبين الشكل تخصص كل مجموعة لخلية وفقاً لرقم الخلية .

تحسين نسبة الحامل إلى التداخل : في نظام AMPS على  $q_i = D_i/R = 4.6$  أن تحقق مطلبين: أن تبعد خلايا القناة الواحدة مسافة تساوي  $4.6R$  عن خلية الخدمة ، وأن تكون قيمة  $q_i = 4.6$  مبنية على أساس  $C/I = 18\text{dB}$  حيث يستقبل التداخل من ست خلايا ذات قناة واحدة عند الصنف الأول (أنظر الشكل 1-10) . تؤمن النسبة  $18\text{dB} = \frac{P}{P_0}$  عند مرحلة الودد العالي المرسطة على مدى غفوت رابلى إشارة جيدة بل مجازة للمستمر في نظام مماثل.

في نظام خلية صغرية يكون الفاصل  $D_1$  بين أقرب منطقتين بقناة واحدة في منطقتين عاملتين في خليتين صغريتين موافقتين مساوياً  $R_1 = 4.6$  . كما هو مبين في الشكل 4-10 ، وتقتصر جميع مناطق القناة الواحدة الأخرى في خلاياها الصغرية بأكثر من  $4.6R$  . في ظروف الحالة الأسوأ يمكن انتقاء منطقة عاملة في مركز الخلية ومناطق المرادية ذات القناة الواحدة في ست خلايا صغرية موافقة ثم تحسب النسبة  $C/I$  المستقبلية عند منطقة مركز الخلية في نظام الخلية الصغرية على الشكل التالي (أنظر الشكل 4-10):

$$\frac{C}{I} = \frac{R_1^{-4}}{\sum_{i=1}^6 D_i^{-4}} = \frac{R_1^{-4}}{3(4.6R_1)^{-4} + 3(5.75R_1)^{-4}}$$

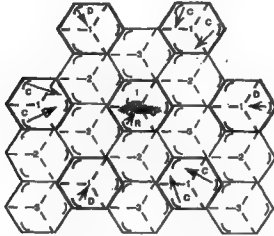
$$= 105 \quad (=20 \text{ dB}) \quad 1-3-10$$

تدل المعادلة 1-3-10 أن النسبة  $C/I$  وفقاً للحالة الأسوأ في نظام الخلية الصغرية هي أفضل بمقدار 2 ديسيبل من نظام AMPS . في الحالة الأسوأ للمعادلة 1-3-10 حيث تقع جميع مناطق القناة الواحدة في المنطقة A أو B يمكن أن تكون النسبة  $C/I$  أفضل إذا وقعت مناطق القناة الواحدة في مناطق أخرى غير A أو B . لذلك تكون النسبة  $C/I$  عادة أكبر من 20 ديسيبل ، فالنسبة  $C/I \geq 20 \text{ dB}$  على الأقل أفضل بمقدار 2 ديسيبل من النسبة  $(C/I)_0$  المطلوبة في نظام AMPS . وهذا يجرى على أن نوعية الصوت في نظام الخلية الصغرية دائماً أفضل منه في نظام AMPS . ملاحظة واحدة فقط هي أن الحسابات هذه قد بنيت على أسس تقوية الإشارة لكل منطقة بغض النظر عن نوع الهوائى وذلك لأن شكل التغطية يأخذ في الحسبان نمط اشعاع الهوائى.



### 2-3-10 حل ناخب المنطقة محرضة الطرف :

تتحرك جميع مواقع المناطق في حل ناخب المنطقة محرضة الطرف من المركز الى أطراف المناطق على محيط حدود الخلية (انظر الشكل 3-10) . يبنى حساب النسبة  $CI$  في حل المنطقة محرضة الطرف على أساس التشكيل  $K=3$  المبين في الشكل 6-10. أما الخلية المركزية فهي خلية الخدمة.



الشكل 6-10 تشكيل خلايا ناخب المنطقة محرضة الطرف

تستخدم مكالمات الوحدة المتنقلة بواسطة إحدى المناطق المتقاة وبعد مركز الخلية البقعة الضعيفة لاستقبال الإشارة من موقع المنطقة. توجد ست خلايا تتداخل حول خلية الخدمة. من بين خلايا التداخل الست يمكن أن توجد ثلاث خلايا لها موقعي منطقة في كل منها للتداخل مع المكالمات المتنقلة في الخلية المركزية. والخلايا الثلاث الأخرى لها موقع منطقة واحد فقط في كل خلية ليتداخل مع المكالمات المتنقلة. بما أن موقع منطقة واحدا فقط يعمل في خلية في وقت ما على أي تردد فإن احتمال التداخل مع المكالمات من كل موقع منطقة تتداخل والعربة من الشكل 6-10 . لكل من خلايا التداخل الثلاث منطقتان من نوع C (جـ) يمكنها التداخل مع المكالمات المتنقلة. ومع هذا فإن احتمال حدوث ذلك هو الثلثان. إن لكل من خلايا التداخل الثلاث الباقية منطقة واحدة من نوع D (د) يمكنها أن تتداخل مع المكالمات المتنقلة باحتمال ثلث واحد. يمكن الحصول على النسبة  $CI$  عند العربة من خلايا القناة الواحدة الست (مؤشر عليها برقم 1) كما يلي :

$$\frac{C}{I} = \frac{R^{-4}}{3 \left[ \frac{1}{2} (3.6R)^{-4} \right] + 3 \left[ \frac{1}{2} (4R)^{-4} \right]} = 63 \quad (= 18.4 \text{ dB}) \quad 3-3-10$$

في حل المنطقة معرضة الطرف تبقى النسبة  $C/I$  محافظة على القيمة 18 ديسيبل وهي السوية المقبولة لنوعية الصوت. يؤكد التشكيل  $K=3$  المبين في الشكل 10-6 زيادة السعة الراديوية. لا يزال حل المنطقة متساوية الاتجاهات يؤمن أحسن نوعية للصوت.

3-3-10 حل المنطقة المعرضة من الطرف بدون انتقاء :

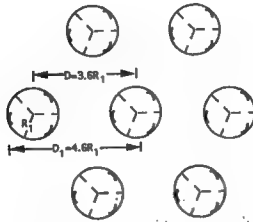
تستلعي الحالات التي يجب أن تعمل فيها جميع المناطق تشكيل منطقة معرضة الطرف بدون انتقاء ، وفي هذا التشكيل تعامل جميع الخلايا كمعلاها متساوية الاتجاهات لأن جميع مواقع المناطق ترسل باستمرار. في النظام التماثلي تتطلب الخلايا النظامية متساوية الاتجاهات والمعرضة مركزياً معامل تخفيض تداخل القناة الواحدة  $q$  مكافئاً إلى  $D/R=4.6$  كما ذكر سابقاً.

في خلايا المناطق معرضة الطرف يجب أن تكون النسبة  $D_1/R_1=4.6$  للحفاظ على نوعية الصوت. نذكر ثانية أن المسافة  $D_1$  هي فاصل منطقة القناة الواحدة و  $R_1$  هي المسافة من مرسل المنطقة إلى حدود المنطقة وتساوي نصف قطر الخلية. المعامل الجديد  $K$  ( $=D_1/R_1$ ) هو 3.6 كما هو مبين في الشكل 10-7 ويصبح معامل إعادة استخدام الورد  $K$

$$K = \frac{(q)^2}{3} = \frac{(3.6)^2}{3} = 4.32 \approx 4$$

كما يلي :  
4-3-10

تُبرهن هذه النتيجة أن حل المنطقة معرضة الطرف يمكن أن يزيد السعة الراديوية بمقدار  $7/4 = 1.75$  مرة.



الشكل 10-7 تشكيل خلايا مناطق غير انتقائية

#### 10-4-3 خلاصة :

يمكن زيادة السعة الراديوية بمقدار 2.33 مرة إذا استخدم حل ناعب المنطقة إما بتشكيل مناطق متساوية الاتجاهات أو مناطق عرضة الطرف. يمكن زيادة السعة الراديوية بمقدار 1.75 مرة إذا استخدم حل المنطقة غير الانتقائية. تصل كفاءة استخدام تشكيل الخلية الصغيرة هذا الى قيمة عظمى لأن  $K=3$  هو أصغر رقم في أنظمة إعادة استخدام السرد. يمكن زيادة السعة الراديوية بمقدار 1.75 مرة للنظام التماثلي ذي تشكيل المناطق غير الانتقائية. يمكن استخدام تشكيل المناطق غير الانتقائية لانفاص التداخل أكثر في أنظمة الخلايا الصغيرة وتعدد المنافذ بالتقسيم للمرز.

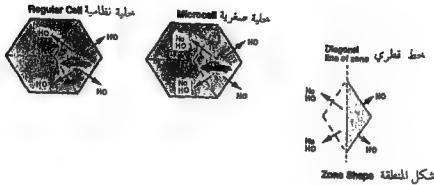
#### 10-4-4 خفض عدد التبديلات :

التبديل يعني فنياً أن نغير التردد لورد آخر ونسلمه للعبة بينما تدعمل في عملية جديدة أو قطاع جديد. ليست هناك حاجة ضمن كل عملية صغيرة لاجراء التبديل من منطقة لأخرى ، تسلم وصلات منطقة لمنطقة عن طريق ناعب المنطقة. تتبع المنطقة العاملة الوحدة المتتلة أثناء تحركها من منطقة لأخرى. يبقى تردد القناة المخصص للوحدة المتتلة بدون تغيير.

سنقتر في هذا الفصل كم من التبديلات يمكن أن تحدث بالنسبة لمعطط عملية صغيرة تستخدم ثلاث مناطق. في الخلية النظامية توجد ثلاثة قطاعات. يمكن للعبة أن تتحرك في أي من الاتجاهات الثلاثة المبينة في الشكل 10-8 . عندما تتحرك اللعبة محلال القطاعين الآخرين تحتاج الى عملية التبديل. يحدث التبديل عندما تدخل اللعبة أو تتحرك خارجة من عملية. عندما تتحرك اللعبة الى أي من المنطقتين الأخرتين في الخلية الصغيرة لاحتاج الى عملية التبديل. تحدث عملية التبديل فقط عندما تتحرك اللعبة داخلية الى الخلية أو خارجة منها. بما أن شكل المنطقة قد بني على أساس عملية سداسية فإن المنطقة تأخذ شكل الماسة. يلاحظ بالتناظر بالنسبة لخط القطر أن التحرك عن مسار خط القطر لا يحتاج الى عملية التبديل وعن يمينه يحتاج الى عملية التبديل. وبالتالي يمكن أن نقدر أن نصف عدد التبديلات المطلوبة في تشكيلة عملية نظامية سوف تحدث في تشكيلة عملية صغيرة. إن تخفيض عدد التبديلات هذا في نظام الخلية الصغيرة له تأثير كبير على سعة النظام.

#### 10-5-5 سعة النظام :

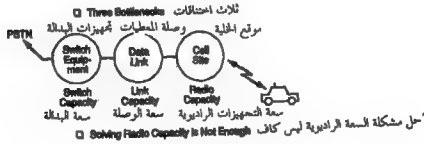
في أي تصميم خلوي تختلف السعة الكلية من نظام لأخر. يمكن أن تتحكم في



الشكل 8-10 تخفيض عدد التبديلات في نظام الخلية الصغيرة

سعة النظام ثلاثة عناصر : تحديد السعة الراديوية وسعة وصلة التحكم وسعة التوصيل (انظر الشكل 9-10).

السعة الراديوية هي العنصر الأكثر ذكراً في المراجع. غالباً ما تنفصل سعة وصلة التحكم وسعة التوصيل في قياسات سعة النظام. تقيس سعة وصلة التحكم سعة إرسال المعطيات على الوصلة بين موقع الخلية وأجهزة التبديل. إذا كان عدد وصلات الأمواج الميكروية أو حوامل الخطوط الهاتفية غير كافٍ ينتج عندئذ حالة عنق زجاجة. تقيس سعة التوصيل سعة المعادلات عند مكتب التبديل. ومرة ثانية إذا كان التوصيل ليس كفوفاً كفاية لمعالجة السعة الراديوية تحدث عندئذ مشكلة عنق الزجاجة. من بين السمات الثلاث تستخدم الأضعف كمقياس لسعة النظام. لهذا فإن تحسين السعة الراديوية في النظام غير كافٍ. يتطلب تحسين سعة النظام رفع درجة السعة الأصغر من بين السمات الثلاث. مع أخذ هذه المعلومة في الحسبان يجب على كل عامل نظام أن يكون على دراية بأن السعة الراديوية ليست المشكلة برمتها وليس بها الحل كلياً.



الشكل 9-10 الأنظمة الخلية

بما أن تصميم خلية صغرية يحتاج إلى عدد تبديلات أقل بالمقارنة مع الأنظمة النظامية فإن حمل كل من أجهزة التبديل ووصلة التحكم يقسم إلى النصف تقريباً "تاركاً" ضعف الحمل لمعالج البسعة الحالية. إن التخلص من نصف الحمل يعني إمكان إضافة ضعف الحمل إلى النظام. هذه المضاعفة التقريبية (الرقم الصحيح هو 2.33) للسعة الراديوية هي في الحقيقة ماتقدمه أنظمة الخلية الصغرية بدون تغيير تجهيزات التبديل الحالية.

#### 10-6 مزاي الخلية الصغرية :

إن تصميم الخلية الصغرية الجديد له مزايا كثرة وجذابة :

- 1 - زيادة سعة النظام : استناداً إلى نموذج إعادة استخدام الخلية (وقد أنقص من  $K=7$  إلى  $K=3$ ) التي تقدم 2.33 مرة من سعة نظام AMPS .
- 2 - تحسين نوعية الصوت : نوعية الصوت في نظام الخلية الصغرية دائماً "أفضل من نوعية الصوت في نظام AMPS .
- 3 - خفض التداخل :

أ- في تشكيل ناحيب المنطقة متساوية الاتجاهات تخفض قدرة مواقع المناطق الثلاث بالمقارنة مع قدرة الموقع المركزي في الخلية. في تشكيل ناحيب المنطقة محرضة الطرف تتجه جميع الهوائيات في الخلية باتجاه بعضها بحيث تصدر إشارة التداخل الخلية قبل تداخلها مع الخلية المجاورة. في كلا التشكيلين تخدم التغطية فقط منطقة عاملة واحدة ولهذا تكون إشارة التداخل ضعيفة جداً بالمقارنة مع تداخل مرسل في مركز خلية نظامية.

ب- تشكل مواقع المناطق الثلاثة التي تستقبل إشارة الوحدة المتقلة بأن واحد محطة تنوع مساري بثلاثة فروع مما يناسب عمل الوحدات المحمولة ذات القدرة المنخفضة. تزيد محطة التنوع من احتمال استقبال الإشارة عند القاعدة.

ج- يقدم نظام الخلية الصغرية أفضل ترتيب للتحكم بالتداخل. تتبع منطقة العمل العربات ويمكن هندسة تغطية الخلية بسهولة باستخدام ثلاث قدرات إرسال مختلفة عند مواقع المناطق.

4 - العكسية : يمكن إضافة تصميم الخلية الصغرية هذا لأي نظام مستمر بدون تعديل الكيان الجانبي (العتاد) والكيان اللون (البرامج) في نظام المستمر.

5 - حجم أجهزة المنطقة : حجم المبدلات أعلى/أسفل في المنطقة صغير ويمكن تركيبه على جانب مبنى أو على عمود. لهذا فإن النظام هو من نوع خدمة اتصالات شخصية

الذي يمكن من التحكم الشديد بالتداخل. من السهل إعادة التركيب من عمود الى عمود آخر عندما تتغير متطلبات تغطية الإشارة.

6 - الخلية الصغيرة خلية ذكية : تعرف الخلية الصغيرة الجديدة أين تقع الوحدة المتنقلة في منطقة معينة من الخلية وتقدم القدرة لتلك المنطقة. بما أن قدرة الإشارة قد حفظت فإن الخليتين الصغيرتين يمكن أن تكونا أقرب وبذلك تزداد السعة.

## المراجع

### REFERENCES

1. Lee, W. C. Y., *Mobile Cellular Telecommunications Systems* (McGraw-Hill, 1989): 57.
2. MacDonald, V. H., "The Cellular Concept," *Bell Sys. Tech. J.* 58 (Jan. 1979): 15.
3. Lee, W. C. Y., "Spectrum Efficiency in Cellular," *IEEE Trans. Veh. Tech.* (May 1989): 69-75.
4. Lee, W. C. Y., "Cellular Telephone System" (U.S. Patent 4,932,049, June 5, 1990).
5. Lee, W. C. Y., "Microcell System for Cellular Telephone System" (U.S. Patent 5,067,147, Nov. 19, 1991).
6. Ott, Gary D., "Vehicle Location in Cellular a Mobile Radio Systems," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, VT-26 (Feb. 1977): 43-46.
7. Lee, W. C. Y., "Microcell Architecture—Smaller Cells for Greater Performance" *IEEE Communications Magazine* 29 (Nov. 1991): 19-23.
8. Lee, W. C. Y., "An Innovative Microcell System," *Cellular Business* (Dec. 1991): 42-44.

## 11 - الأنظمة الأخرى ذات العلاقة

- 11-1 خدمة الاتصالات الشخصية .
- 11-2 أنظمة الهاتف المحمول .
- 11-3 اتصالات جو/أرض .
- 11-4 أنظمة الاتصالات المتحركة الأرضية/سواتل .





## 1-11 خدمة الاتصالات الشخصية (PCS) :

خلال العقد الماضي استطاع عمالوا الأنظمة الخلوية اقتناع هيئة الاتصالات الفيدرالية أن الأنظمة الخلوية تؤمن مردوداً طيفياً عالياً . إضافة لذلك فإن عامة الناس قد بدأت اهتماماتهم في الأنظمة الخلوية ونتيجة لهذا الأمر فقد ازداد معدل الاكتساب بصورة غير متوقعة بالرغم من تنبؤات التسويق آنذاك التي اتخذت اتجاهات متشاكماً لتوسيع النظم الخلوية . ابتدأت الآن صناعة نظم الاتصالات بأكملها أن تميز بمقدرة التشغيل القوية للخلايا المتنقلة ، وكل من هؤلاء المصنعين يرغب أن يضع قدماً في ذلك الحقل . في منتصف عام 1991 أصدرت هيئة الاتصالات الفيدرالية تعليمات عن كيفية تطوير الاتصالات وتنفيذ خدمة اتصالات شخصية جديدة . ومنذ ذلك الوقت ابتدأت مؤسسة الاتصالات اللاسلكية باتخاذ اجراءات أوسع.

### 1-1-11 متطلبات خدمة الاتصالات الشخصية PCS :

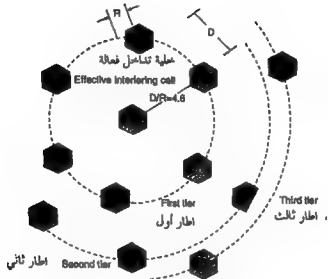
يمكن تبيان احتياجات خدمة الاتصالات الشخصية كما يلي :

#### - وحدة المشترك بخدمة الاتصالات الشخصية :

إن التعريف الحقيقي لخدمة الاتصالات الشخصية غير واضح . أما الواضح فهو أنه في تسعينات هذا القرن حيث تمتجه موجة الحياة والناس الى الحركة فإن وحدة المشترك في خدمة الاتصالات الشخصية يجب أن تكون سهلة الحمل والاستخدام وقابلة للعمل في أي مكان في العالم .

#### - الحركة :

تعد تحليلات التسويق التقليدية المبنية على قطاعات السوق قابلة للتطبيق من أجل تطوير خدمة الاتصالات الشخصية . خدمة الاتصالات الشخصية هي سوق حركي ديناميكي . يمكن أن يكون المشترك في المكتب أو في الشارع وفي أي مكان وزمان . يجب أن تعمل وحدة المشترك في خدمة الاتصالات الشخصية المحمولة معه من أجله في كل الأوقات . ليس هناك أي فرق بين استخدام المكتب أو استخدام المنزل . لهذا فإن قطاعات السوق أو معطيات التبيان قد أصبحت لاعلاقة لها بدراسة الناس في الحركة .



الشكل 1-11 خلايا التداخل الفعالة الست على الخلية 1

#### - المردود الطيفي :

عند انتقاء نظام خدمة الاتصالات الشخصية يجب الأخذ بالحسبان المردود الطيفي . فالطيف ثروة قيمة وطبيعية محدودة . يطلب من نظام خدمة الاتصالات الشخصية أن يخدم عدداً هائلاً من المشتركين في طيف محدود ومخصص . إذا تنبأنا بحركة قدرها 10000 مكالمات في ساعة الانتشغال بالكيلومتر المربع فإن نظام خدمة الاتصالات الشخصية يحتاج تقريباً إلى 350 قناة راديوية في ذلك الكيلومتر المربع . فهل باستطاعة الصناعة أن تصمم نظاماً بهذه المواصفات ؟ لتقرير ذلك يجب الإجابة على سؤالين : هل الطيف المخصص لنا كاف ؟ وهل سيكون النظام المتقني ذا مردود طيفي جيد ؟

لا يمكن استخدام الأتية الراديوية ميدانياً بطريقة استخدام الأتية اللاسلكية نفسها . فالأتية المشتركة والمتجاورة يجب أن تخصص بعيدة عن بعضها بحيث تقلل من تداخلها المتبادل . لكي يهاد استخدام القناة نفسها ثانية لزيادة السعة القنوية في الأنظمة الخلوية توصف مسافة الفصل البصري  $D$  بين خليتين بهما القناة نفسها بعدد أنصاف أقطار الخلية  $R$  أو بالنسبة  $D/R$  في الأنظمة التماثلية الحاضرة تكون مسافة فاصل القناة الواحدة  $D$  مساوية إلى 4.6 مرة  $R$  أي  $D/R = 4.6$  (انظر الشكل 1-11) وقد استند هذا الرقم على أداء النظام من أجل نوعية صوت مطلوبة .

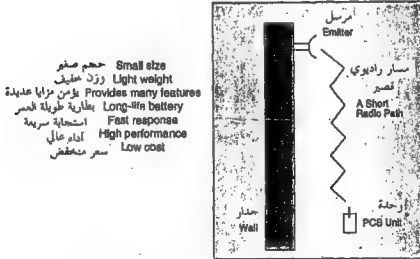
لبلوغ سعة أعلى للنظام يجب انتقاء نظام آخر بنسبة مطلوبة من D/R أقل . من النسبة المطلوبة من D/R يتم الحصول على عدد الأتنية في الخلية. ومن ثم يمكن حساب عدد الأتنية بالكيلومتر المربع. كلما زاد عدد الأتنية بالكيلومتر المربع كانت سعة النظام أعلى. زيادة سعة النظام تعني زيادة المردود الطيفي.

#### – مفهوم الوحدة الواحدة :

مثالياً يجب أن تصمم وحدة استخدام مشترك لخدمة الاتصالات الشخصية إما كواحد للكل (أي تعمل الوحدة في نظام واحد) أو ككل لواحد (أي تعمل في أنظمة متعددة). إن وحدة النظام الواحد هي في صالح المشتركين فالوحدة الواحدة يمكن أن تحوي أداء منخفضاً أو إضافات الأداء العالي وكلها قادرة على العمل ضمن النظام نفسه .

لماذا وحدة النظام الواحد ؟ لأنه يجب وضع صالح المشتركين فوق صالح الشركات المصنعة أو عملي الأنظمة. وفي النهاية فإن تعدد الأنظمة (واحدة للاستخدامات المنزلية وآخر للعربات وثالثاً للتقل ..... الخ) سيكون مرهقاً للمشارك .

بما أن تقنيات الاتصالات تتجه في منحى زيادة الحركة فإنه ليس عملياً أن تقيم الاتصالات الشخصية خطوطاً منفصلة لأنظمة مختلفة . إن أي وحدة مشترك في خدمة الاتصالات الشخصية يجب أن تكون صغيرة وخفيفة الوزن وتضمن ميزات كثيرة ولها بطارية ذات عمر مديد .



الشكل 2-11 وحدة مشترك خدمة الاتصالات الشخصية

بإستطاعة تقنيات الوقت الحاضر أن توفّر هذه المتطلبات إذا استطاعت هيكلة خدمة الاتصالات الشخصية أن تأخذ عبئاً أكبر وتقدم الإشارة إلى الوحدة المتنقلة خلال أقصر مسار راديوي (انظر الشكل 2-11). لقد صمّم النظام الخلوي من أجل هذا الغرض.

— الشبكة الذكية :

تطلب إدارة خدمة الاتصالات الشخصية شبكة ذكية لها قاعدة بيانات مركزية وتوفّر خدمات المشترك من خلال نقطة مراقبة الخدمة. تميز الشبكة الذكية رقم هوية (تعريف) للمشرك فقط وليس وحدة المشترك. مثال ذلك يمكن تسليم مكالمات إلى أي مشترك في أي مكان وخلال أي وحدة مشترك. يمكن للشبكة أن تتبع أماكن المشتركين وتحديث معطياتها بأرقام هويتهم الشخصية المخصصة لهم بغض النظر عن الوحدات التي يستخدمونها. في بعض الأحيان تزود الأرقام الشخصية على بطاقات ماهرة. تتميز الشبكة الذكية البطاقة الماهرة وليس الوحدة (الشكل 3-11) .

يمكن استخدام البطاقة الماهرة لأي وحدة مشترك في خدمة الاتصالات الشخصية. عند ادخال البطاقة الماهرة في أي وحدة تصبح تلك الوحدة وحدة للشرك المشترك الافرادي. ستحدّث الشبكة المعلومات في قاعدة البيانات وسيصار التتبع على المعطيات الجديدة ، وستنقل جميع المزايا والفوائد إلى الوحدة الجديدة.

— تعدد المنافذ :

لتوصيل المكالمات سيخصص ممولوا النظام إما قناة راديوية لمشرك (وهذا ما يدعى بتعدد المنافذ بالتقسيم الترددي FDMA) أو شقاً زمنياً للمشرك (وهو ما يدعى بتعدد المنافذ بالتقسيم الزمني TDMA) أو تتابع الرموز للمشرك (وهو ما يدعى بتعدد المنافذ بالتقسيم المرمز CDMA). يمكن استخدام طرائق تعدد المنافذ الثلاثة في اتصالات السواثل. ولكن قبل انتقاء إحدى مخططات تعدد المنافذ الثلاث لخدمة الاتصالات الشخصية يجب فهم البيئة التي تعمل فيها خدمات الاتصالات الشخصية.

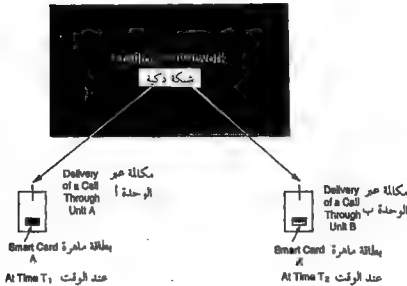
2-1-11 بيئة خدمة الاتصالات الشخصية :

لتصميم نظام من أجل وحدة مشترك خدمة الاتصالات الشخصية يجب أن يفهم ممولوا النظام بيئة خدمة الاتصالات الشخصية. إنها بيئة صناعية تشمل المدن والمباني والشوارع وطرق السور السريع وال عربات وإشارات المرور. وبسبب هذه العوامل فإن خصائص الانتشار كحساسية المسار والخفوت وامتداد وقت الانتشار

لأمواج خدمة الاتصالات الشخصية تختلف عن غيرها من الأوساط. فالضجيج الصناعي يهيمن بقوة في بيئة خدمة الاتصالات الشخصية. في البيئة الصناعية ، ان خسارة المسار الزائدة وخفوت الإشارة القوي وامتداد وقت الانتشار الكبير الناتج عن ظاهرة تعدد المسارات الراديوية تجعل بناء نظام الاتصالات الشخصية أمراً صعباً .

تهتم الدراسات الحديثة بتطبيق إشارة النطاق العريض وتعدد المنافذ بالتقسيم المرمز وكيفية المشاركة بالطيف المخصص الموجود. يظهر أن لإشارة النطاق العريض بعض المزايا في التطبيق في بيئة خدمة الاتصالات الشخصية هي :

- استقبال الإشارة بخفوت أقل بالمقارنة مع الإشارات ضيقة النطاق.
  - خفوت الإشارة المستقبلية أقل في المدن عنه في الضواحي.
  - إشارة النطاق العريض ملائمة لتعدد المنافذ بالتقسيم المرمز.
  - إشارة النطاق العريض هي مخرج تعديل الطيف المنشور.
- من حيث المردود الطيفي فإن دراسة المشاركة بالطيف المخصص الموجود يمكن أن يكون عمل تحدياً أيضاً .



الشكل 3-11 الشبكة الذكية

### 3-1-11 بعض الاهتمامات :

#### - الكلفة :

لا يمكن أن تتخطى اعتبارات الكلفة من أجل وحدات المشتركين والهيكـل العام لخدمة الاتصالات الشخصية نوعية تلك الخدمة ودرجات الخطورة التي تشملها. وأكثر من هذا فإن الكلفة المقدرة لنظام مطور حديث تبنى على أساس افتراضات غير واقعية كثيرة. ولذا فعوضاً عن الاعتماد على الكلفة الابتدائية المقدرة لتقويم العمل بنظام مصمم حديثاً يجب اجراء التنبؤات المبينة على أساس كلفة وحدة نظام خدمة الاتصالات الشخصية وكان هذه الخدمة قد احدثت منذ ثلاث سنوات. سيأخذ هذا التحليل بالحسبان الراديو وتحسين تقنية التكامل واسم النطاق (LSI) وزيادة حجم الوحدات المستعمدة والتوقعات المتزايدة أبداً من أماكن التسويق. إن تقديرات السنة الرابعة لكلفة الوحدة الجديدة سيكون مؤشراً عادلاً لتقويم نظام خدمة اتصالات شخصية جديد.

#### - خدمة الاتصالات الشخصية بالنظام الخلوي :

لنختتم ذلك بتوجيه الأسئلة التالية :

- هل يمكن لنظام خدمة اتصالات شخصية مقترح حديثاً أن يصمم لهيئة وحيدة من خدمة الاتصالات الشخصية الموصوفة سابقاً ؟  
- هل يمكن للصناعة بأكملها أن تحفظ لخدمة الاتصالات الشخصية المستقبلية كفريق؟

- هل يمكن لنظام خدمة اتصالات شخصية جديد أن يرقى بنجاح بعد التحقق الفعلي على نموذج تجريبي؟

بالاجابة على هذه الأسئلة وتفحص قدرات الأنظمة الخلوية نجد أن النظام الخلوي يمكن أن يكون مرشحاً جيداً لنظام خدمة الاتصالات الشخصية ، فهو يستطيع الوصول الى أي مكان داخل وخارج أي مبنى.

إن التطوير الحديث لوحدات بحجم الجيب وزنة 170 غ (6 أونصات) محمولة باليد تجعل وحدات مشترك النظام الخلوي جذابة جداً لخدمات الاتصالات الشخصية المستقبلية. لبلوغ استهلاك القدرة المنخفض وزيادة زمن المكالمة في الوحدة تحتاج الأنظمة الخلوية فقط الى تركيب هوائيات موقع الخلية أو تواجها لتكون أقرب الى المشترك. يمكن للنظام الخلوي أن يخدم الاتصالات الشخصية كواحد لكل الوحدات. إن فكرة تطوير النظام الخلوي الحاضر القضيبة الى نظام خدمة اتصالات شخصية هي فكرة قد حان وقتها .

## 11-2 أنظمة الهاتف المحمول .

يجب أن يؤمن نظام الهاتف المحمول الخدمات لجميع المستثمرين دون قيود تتعلق بالمناطق الجغرافية أو الابنية أو الشروط المتغيرة . سيتوفر نظام الهاتف المحمول في المستقبل وقد ينقضي عقد أو عقدان قبل أن يصبح هذا النظام كامل التطبيق ، نظام الهاتف المحمول هو نظام ثلاثي الأبعاد ونظام تحركي حيث يمكن أن ينتقل فيه كل جهاز هاتف محمول . في المستقبل يمكن أن تستخدم الوحدات الهاتفية المحمولة حتى في الطائرات ، هذا النظام أكثر تعقيداً من النظام الأرضي المتنقل (أو يمكن اعتباره النظام الأرضي المتنقل نظاماً فرعياً لنظام الهاتف المحمول) . يمكن البدء بتعميم نظام الهاتف المحمول من بدايته واخذ النظام الأرضي المتنقل ليكون نظاماً فرعياً. صممت الأنظمة الأرضية المتنقلة قبل الأنظمة المحمولة لبساطتها نسبياً.

طوّد كثير من قواعد التصميم المقدمة في الفصول السابقة من أجل الأنظمة الأرضية المتنقلة فقط . لا يمكن استخدام هذه القواعد لتصميم نظام هاتف محمول معقد أو لاضافة نظام الهاتف المحمول على النظام الأرضي المتنقل . إلى أن تتجمع بيانات كافية وينشأ النظام الأرضي المتنقل الناضج فليس من الحكمة إنشاء النظامين على نفس الطيف الترددي في نفس الوقت .

بما أن أنظمة الخلية تنمو لتصبح أنظمة أرضية متنقلة ناضجة فإن التحدي الحقيقي هو حل مشكلة تداخل القناة الواحدة في النظام نفسه . طبعاً يمكن أن يعين لنظام الهاتف المحمول نطاق ترددي مختلف عن النطاق الترددي للنظام الأرضي المتنقل وبهذه الحالة يمكن البدء دون تأخير . في هذه الحالة يجب على المصممين فقط تجنب أي تداخل محتمل مع الأنظمة الموجودة على نفس النطاق . إلا أنه ولاهداف اقتصادية (في تعيين الطيف وتجهيزات الراديو) يظهر أنه من الطبيعي أن يتواجد نظامان محمول ومتنقل يشتركان في نفس نظام الخلية إذا امكن ذلك .

منذ 1992 دخلت أنظمة خلايا الهاتف الأرضي المتنقل إلى كثير من مدن الولايات المتحدة . يشترك المستثمرون في نظام ابتدائي وهو نظام تحديد الضجيج (الفصل 1-4) ويمكن أن يأخذ خمس سنوات أو أكثر لتحويل النظام الابتدائي إلى

نظام ناضج وهو نظام تحديد التداخل (الفصل 4-1). وحتى ذلك الوقت سيواجه المشتركون مشاكل كثيرة من تداخل القناة الواحدة والأقنية المتجاورة ونسبة الطرف القريب الى الطرف البعيد يجب أن تحل. وحتى وجود الحلول الممكنة للنظام الناضج المستقبلي يضاف ما يلي: معدل النداءات الفاشلة سيكون عالياً واداء تسليم الاقنية سيكون ضعيفاً ونوعية الصوت ستكون غير مقبولة.

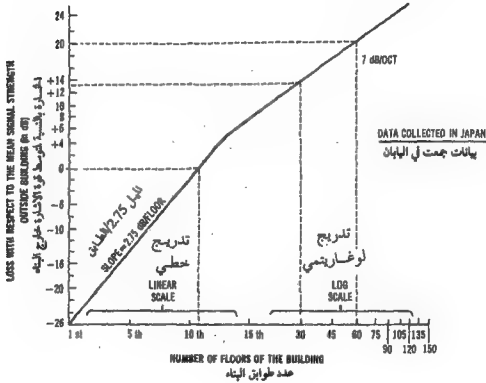
لا يزال الوقت مبكراً جداً للتنبؤ عن اطار زمني لاتمام نظام خلية متنقل ناجح حيث لا توجد بيانات تجريبية كافية على أنظمة ناضجة. طبعاً لا يمكن ان يضاف نظام الهاتف المحمول في نفس الوقت الذي يطور فيه نظام الخلية والا سيكون من الصعب جداً التحكم بأسباب التداخل. يجب ان يتتظر نظام الهاتف المحمول حتى يمكن السيطرة على مشاكل التداخل في النظام الارضي المتنقل. ثم يمكن اضافته بعد تنفيذ الحلول لازالة مشاكل التداخل الموجودة في كلا النظامين. في الفصل القادم ادخلت عدة مواضيع تهتم بنظام الهاتف المحمول مثل خسارة الانتشار وتأثير جسم الانسان واعتبارات ضبط النظام.

#### 1-2-11 خسارة مسار الانتشار

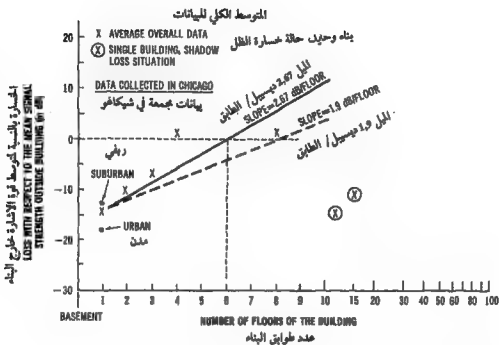
نظام الهاتف المحمول هو نظام ثلاثي الأبعاد لأن المستثمرين يحملون هواتفهم المحمولة ليس عند مستوى الأرض فقط بل داخل الابنية في مختلف الطوابق. تزداد شدة اشارة الوحدة المحمولة مع الارتفاع وتتخامد بشدة بالمنشآت المعدنية للابنية. تقاس خسارات متوسط شدة الاشارة بالديسيبل خارج البناء عند مستوى الشارع لارتفاعات طوابق مختلفة كما هو مبين في الشكل 4-9 (جمعت هذه البيانات في اليابان). يتبع ربح الارتفاع الطابقي ميلاً مقداره 2,75 ديسيبل / الطابق من الطابق الاول إلى الطابق الخامس عشر على مقياس خطي، وهذا يعني زيادة 2,75 ديسيبل في شدة الاشارة لكل طابق. بعد ذلك تزداد شدة الاشارة متتبعه مقياساً لوغاريتمياً مبنياً على قاعدة ميل 7-6 ديسيبل / الضعف تنطبق على الطوابق الاعلى. وهي نفس قاعدة الارتفاع المستخدمة في النظام الارضي المتنقل المبين في الفصل 2-5-3. إن سوية



الاستقبال داخل الطابق العاشر هي نفسها خارج البناء عند المستوى الأرضي. إن خسارة شدة الإشارة المستقبلة داخل الطابق الأول أكبر بمقدار 26 ديسيبل عن التي خارجه عند المستوى الأرضي. بما أن خسارة الاختراق إلى البناء تعتمد على بيئة البناء فإنه يمكن القول إن خسارة الاختراق حوالي 25 إلى 30 ديسيبل بصورة عامة. تدل البيانات المجمعة في شيكاغو أن الميل هو 2,67 ديسيبل / الطابق كما هو مبين في الشكل 11-5. إن ميلي الشكليين متقاربين جداً. إن الخسارة المقاسة عند الطابق الأول داخل البناء (الشكل 11-5) أكبر من سوية الاستقبال خارج البناء بمقدار 15 ديسيبل. إن سوية الاستقبال عند الطابق السادس داخل البناء هي نفسها عند مستوى الشارع خارج البناء.



الشكل 11-4 خسارة الاختراق إلى البناء في منطقة طوكيو.



الشكل 11-5 خسارة الاختراق إلى البناء في الولايات المتحدة الأمريكية.

يمكن أن يفسر الفرق بين خسارتي الاختراق إلى البناء في الشكليين بسبب اختلاف بنية البناء في الولايات المتحدة وفي اليابان. تستخدم ابنية الولايات المتحدة هياكل معدنية رئيسية ضخمة وقليل من هياكل الدعم المعدنية. لذا فخسارة الاختراق الى البناء أقل بسبب قلة الهياكل المعدنية التي تسد الإشارة الآتية. للمباني اليابانية هياكل دعم معدنية كثيرة دائماً لتسمح لها بالبقاء خلال الزلازل والهزات الأرضية.

تعرف خسارة الظل بانها الخسارة الناتجة عن بناء يقف في طريق المسار الراديوي، وهي نفس مقدار الفرق بين الخسارة الكلية وخسارة الاختراق إلى البناء.

تبلغ خسارة الظل حوالي 27 ديسيل كما هو مبين في الشكل 4-11 بغض النظر عن الطابق الذي اخذت منه القياسات. يبين الجدول 1-11 نتيجة مختصرة لما تقدم.

الجدول 1-11 خسارة الاختراق إلى البناء

الحالة	خسارة الاختراق إلى البناء	خسارة الظل
الاختراق إلى البناء	+ 27 ديسيل (طوكيو) + 15 ديسيل (شيكاغو)	27 ديسيل (شيكاغو)
منطقة نافذة	- 6 ديسيل	
الطابق الأول حتى	2,78 ديسيل / الطابق (طوكيو)	بغض النظر عن
الحلقة عشر	2,87 ديسيل / الطابق (شيكاغو)	ارتفاع الطابق
الطابق 15 حتى 38	7 ديسيل / العنقب (طوكيو)	

## 11-2-2 تأثير جسم الانسان

بما أن المستثمر يحمل دائماً الوحدة المحمولة فإن الطريقة التي يضع فيها المستثمر الهوائي تؤثر على سوية استقبال الوحدة، بينت دراسة تأثيرات جسم المستثمر على الوحدة الهوائية المحمولة انها ليست مقتصرة على انواع البيئة التي يرتادها المستثمر، لهذا سيشرح في هذا الفصل تأثير جسم الانسان على الوحدة المحمولة عند مستوى الشارع خارج الابنية. إذا رفع المستثمر جهازه المحمول فوق رأسه فإن سوية الإشارة المستقبلية بالهوائي العمودي للجهاز سوف تعتبر مرجعاً للسوية، أي سوية صفر ديسيل. عندما يحفظ المستثمر الهوائي عمودياً عند مستوى الكتف هناك خسارة من (1) إلى (2) ديسيل وعند مستوى الخصر تكون الخسارة حوالي (5) ديسيل. ( تم الحصول على هذه الأرقام من الجدول 2-11 ). إذا وضع الهوائي أفقياً فوق الرأس فانه يستقبل دائماً إشارة اضعف مما لو وضع نفس الهوائي عمودياً فوق الرأس. ومع هذا لا يوجد اختلاف بين سويتي الاستقبال لنوعي استقطاب استقبالا عند وضعية الخصر وذلك بسبب كثرة الاشياء الصناعية القريبة من الأرض التي تؤمن فرص تحول الاستقطاب من نوع لآخر وتزيل الفرق بين سويتي الاستقبال لنوعي الاستقطاب.





الشكل 6-11 إشارة خافتة من تردد واحد

عندما تضاف جميع الأمواج المشتتة بدون فارق طور بينها عند بقعة معينة فإن الموجة الناتجة (شدة التيار) تكون قوية (الشكل 6-11 البقعة A) وعندما تكون أطوارها مختلفة تصبح الموجة الناتجة ضعيفة (البقعة B). يمكن مقارنة ذلك مع صورة موجة بحرية على الرغم من أن الموجة الراديوية غير مرئية. يمكن أن يكون المستمر في بعض النقاط على قمة الموجة الراديوية وفي أماكن أخرى في واديها. تكون المسافة بين القمة والوادي حوالي نصف طول موجة الإشارة العاملة. عند التردد 850 م هـ يكون متوسط المسافة حوالي 6 انش. هذا التغير المفاجئ يدعى بحفوت الإشارة ومن الصعب معالجته في بيئة الراديو المتنقل.

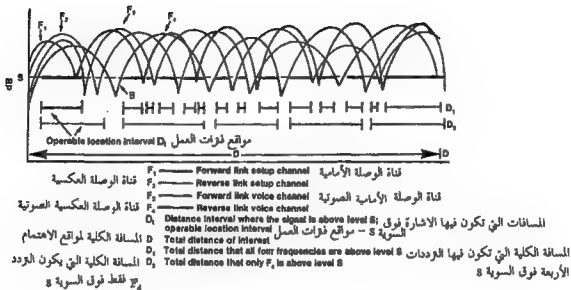
يستعمل كل عامل خلية 416 قناة مختلفة وكل قناة تتألف من ترددتين : تردد الوصل الأمامي (من القاعدة إلى الوحدة المتنقلة) وتردد الوصل العكسي (من الوحدة المتنقلة إلى القاعدة) ، ويكون مجموع 832 قناة مختلفة يقابلها 832 طول موجة. تصور عندئذ وجود 832 موجة بحرية. بما أن أطوال الموجات مختلفة لكل موجة فإن موقعاً ما يمكن أن يكون قمة لموجة راديوية وبنفس الوقت وادياً لموجة أخرى. تدعى هذه الظاهرة بالحفوت الانتقائي.

لا يؤثر الحفوت الانتقائي على استقبال الإشارة في الوحدة المتنقلة لأنها تسير دائماً على طول الشارع. تختلف شدة إشارة الودد باستمرار صعوداً وهبوطاً، منشئةً حفوتاً في الإشارة. في ظروف الإشارة الخافتة يؤخذ فقط المعدل أو المتوسط المحلي لشدة الإشارة المستقبلية خلال الفترة الزمنية المعدة فترة وصول الإشارة إلى الوحدة المتنقلة. تكون المتوسطات المحلية لشدة إشارة الوددات إلى 832 المقيسة على طول شارع معين هي نفسها تقريباً. لا يؤثر الودد المتقني على قيمة معدل شدة الإشارة. ليس لاشارات الوحدة المحمولة معدل شدة إشارة لأن هذه الوحدات تكون مستقرة عادة، وتعتمد شدة الإشارة المستقبلية على مكان البقعة نتيجة لحفوت تعدد المسارات. تكون الإشارة قوية إذا كانت البقعة خارج حفوت شدة الإشارة وضعيفة إذا كانت داخله.

إذا وجدت الوحدة المحمولة في مثل البقعة B في الشكل 11-8 عندئذ لا يمكن استقبال الإشارة ، لهذا لا يمكن استخدام معدل شدة الإشارة ليمثل إشارة الوحدة المحمولة. يؤثر الخفوت الانتقائي أيضاً على استقبال إشارة الوحدة المحمولة. في النظام الخلوي تستخدم مجموعة من 4 أقنية راديوية من أصل 832 لاكمال المكاملة. يمكن النظر الى صورة الأمواج البحرية الـ 832 المختلفة لاستقبال اشارات الوحدات المحمولة. بما أنه في بقعة معينة توجد قيمة آنية واحدة فقط لشدة إشارة القناة المستقبلة قوية كانت أم ضعيفة فإنه لا توجد أية فرصة للاستفادة من القيمة المتوسطة خلال فترة زمنية أو مواقع مختلفة ، ولهذا فإن شدة الاشارات الأنية مختلفة من العودات الـ 832 المختلفة.

لا يمكن التغلب دائماً على الخفوت بانتقاء بقعة إشارة قوية من أجل الوحدات المحمولة وذلك لاستخدام أقنية الأنظمة الخلوية ذاتها في اقامة الاتصال. يتكون انشاء القناة من تردد وصل أمامي وتردد وصل عكسي لوصول عودة المعلومات. تخصص قناة صوتية جديدة بمجرد اقامة الاتصال وتتكون أيضاً من ترددين ليتمكن كلا الجانبين من التحدث على تردداتهما الخاصة وهذا ما يدعى بالنظام المزدوج.

في الوحدة المحمولة الخلوية يشير مؤشر الوحدة الى "خارج الخدمة " أو "في الخدمة " عند بقعة ذات إشارة ضعيفة أو قوية. بالرغم من أن إشارة قوية في بقعة معينة يمكن أن تخدع انشاء قناة الوصل الأمامية فإن البقعة نفسها يمكن أن لا تخدع بإشارة قوية لانشاء قناة الوصل العكسية أو قناة الوصل الصوتية المخصصة الجديدة الأمامية والعكسية بسبب الخفوت الانتقائي. لا يمكن ضمان اقامة اتصال كامل بضغط زر الارسال بمجرد عمل ضوئ "في الخدمة" المبني على إشارة قوية لانشاء القناة عند الوحدة المحمولة. تنطبق الحالة نفسها عندما يتوقع مستمر الوحدة المحمولة مكاملة قادمة ويتبقى بقعة تظهر فيها شدة إشارة انشاء القناة الأمامية قوية. يمكن أن لا يستقبل المستمر المكاملة لأن بقعة الإشارة القوية لانشاء القناة الأمامية لا تنطبق مع تلك البقعة لانشاء القناة العكسية أو القناة الصوتية. تحدث هذه الحالة غالباً عند حدود الخلية حيث شدة الإشارة عادة أضعف.

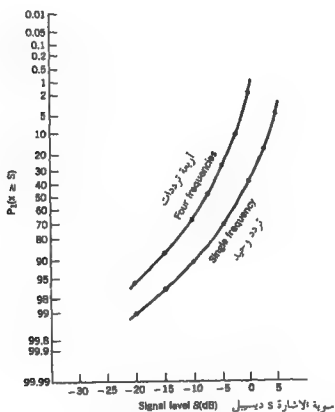


الشكل 7-11 النظام الحلوي المحمول - نظام الخفوت الانتقالي للردود الأربعة.

يوضح الشكل 7-11 ظاهرة الخفوت الانتقالي للردود الأربعة. لنفرض أولاً أن تردداً واحداً فقط مستخدم لوصول المكالمات عندئذ تكون المسافة الكلية المفيدة هي  $D$ . يشار إلى مسافات الفترات التي تكون فيها الإشارة فوق السوية  $S$  بالرمز  $D_1$ . تكون النسبة المئوية لمجموع مسافات الفترات العاملة  $D_2$  بالنسبة للمسافة الكلية  $D$  عالية في نظام الورد الواحد. ولكن عند استخدام الردود الأربعة لإكمال المكالمات كما هو الحال في الأنظمة الخلوية التماثلية الحاضرة فإن النسبة المئوية لمجموع مسافات الفترات العاملة  $D_2$  بالنسبة إلى  $D$  تصبح أقل بكثير (الشكل 7-11).

يمكن استخدام الحسابات الاحتمالية لإيجاد النسبة المئوية للتغطية للإشارة فوق السوية  $S$  عند المقارنة بين نظام الورد الواحد ونظام الردود الأربعة (انظر الشكل 8-11). يؤخذ على المحور  $x$  سوية الإشارة  $S$  وعلى المحور  $y$  النسبة المئوية للتغطية للإشارة التي تتعدى السوية  $S$ . نجد من الشكل أن سوية إشارة  $S$  ديسبيل (تحت متوسط القدرة) تقابل 72٪ من مجموع الأماكن التي تكون فيها الإشارة المستقبلية أعلى من تلك السوية في نظام الورد الواحد ولكنها تقابل 27٪ فقط من مجموع الأماكن التي تكون فيها الإشارة المستقبلية أعلى من تلك السوية في نظام الردود الأربعة. عند سوية إشارة 10- ديسبيل فإن 91٪ من الأماكن مقبولة في نظام الورد الواحد ولكن 69٪ منها فقط مقبول في نظام الردود الأربعة. يمكن إصلاح هذه الظاهرة باستخدام ما يسمى عطل التنوع.

في خطة التنوع تصبح الوحدة مستقبلاً ذات هوائي تنوع فراغى. تستخدم خطة التنوع لتخفيض حقوت الإشارة بإضافة اشارتين خافتتين استقبلتا بهوائيين الى بعضهما. يكون فاصل الهوائي حوالي نصف طول الموجة تقريباً. عند التردد 850 م هـ يحتاج الى فاصل 6 انش فقط. يكون التحسن الذي يتم الحصول عليه عند السوية 5- ديسيبل في نظام الترددات الأربعة 72٪ من الأماكن ، وهى النسبة المئوية نفسها في نظام التردد الواحد بدون تنوع.



الشكل 8-11 النسبة المئوية للإشارة x فوق السوية S.



توجد عدة اعتبارات في ضبط النظام لنظام غتسلط، أي اضافة نظام هاتف محمول إلى نظام أرضي متنقل.

1 - بما أن نظام الهاتف المحمول هو نظام ثلاثي الأبعاد فإن الوحدة المحمولة التي ترسل من الطابق العشرين يمكن أن تتداخل مع وحدة متنقلة عند مستوى الشارع . لهذا السبب يستخدم ضبط القدرة في محطة القاعدة لتقليل قدرة ارسال كل وحدة محمولة على اساس حركة اتصالات النظام والتداخل في النظام المختلط . يجب ان لا يسمح للوحدة المحمولة أو الوحدة المتنقلة بضبط قدراتها والا يمكن أن تحدث ظاهرة «حفلة خليط» . كل واحد في الحفلة يجب ان يتحدث بصوت عالٍ حتى لو كان شريكه أو شريكها على بعد أقل من قدمين وذلك بسبب عدم وجود نظام تحكم مركزي لضبط ارتفاع صوت كل شخص . يمكن ان تحدث نفس الظاهرة في النظام الأرضي المنقول / المحمول اذا استخدمت الضوابط المحلية لضبط مستويات القدرة المرسلة. يتم في النظام المصمم جيداً تحكم جيد يضبط من قبل المكتب المركزي .

2 - يجب ان يعلم موقع كل وحدة محمولة بالضبط من محطة القاعدة أو من المكتب المركزي لكي يتمكن من تطبيق ضبط القدرة أو استراتيجية تعيين التردد لتجنب التداخل .

3 - من حيث المبدأ ان استخدام اجهزة ارسال استقبال منخفضة القدرة في الوحدات المحمولة يقلل امكانية التداخل ويوفر المدخرات لزمن أطول . كيف يمكن لنظام هاتف محمول منخفض القدرة ان يعمل خلال نظام أرضي متنقل؟ يمكن ان يكون الحل في استخدام المعيدات (مقويات الإعادة) . يمكن ان يركب المعيد في البناء تماماً مثل المخارج الهاتفية في هذه الأيام . يستقبل المعيد الإشارة الراديوية من الوحدات المحمولة ويجد الطرق لايصالها إلى مكتب التبديل المتقل بالخطوط السلكية . بما ان التخميد الناتج عن الاختراق إلى الأبنية يساعد في عزل التداخل من النظام الأرضي المتنقل فإن المعيدات المركبة داخل الأبنية تستقبل تداخلاً أقل .

### 11-3 اتصالات جو/أرض .

اتصالات جو/ أرض هي انظمة اتصالات متنقلة أيضاً إلا أن اعتبارات تصميم انظمتها تختلف كلياً عن الاتصالات الأرضية المتنقلة في كثير من الوجوه مثل خسارة مسار الانتشار، وتداخل القناة الواحدة وخطط تخصيص التردد ومخططات تسليم الألفية.

نشرح فيما يلي اختلافات هذا النظام :

#### 11-3-1 خسارة مسار الانتشار :

يكون المسار الراديوي بين الطائرة والأرض ضمن شروط خط نظر مباشر عادة وتتبع قاعدة خسارة المسار في الفراغ الحر وهي 6 ديسيبل / الضعف (انظر المعادلة 14-3-2) طالما كان المسار الراديوي بعيداً عن الأفق الراديوي . يمكن حساب الأفق الراديوي بالشكل :

$$R = \sqrt{2h_a} + \sqrt{2h_b} \quad 11-3-1$$

حيث  $R$  هي المسافة المقاسة على طول الأفق بالأميال ،  $h_a$  ارتفاع الطائرة فوق التضاريس المتوسطة بالأقدام  $h_b$  ارتفاع هوائي المحطة الأرضية فوق التضاريس المحلية بالأقدام كما هو مبين في الشكل 11-9. رسمت المعادلة 11-3-1 في الشكل 11-10، ويمكن أن تكون  $R = R_1 + R_2$  كبيرة إذا كانت  $h_a$  عالية . إذا كانت الطائرة تطير مبتعدة عن محطات الأرضية وتدخل إلى منطقة انعراج الظل خلف الأفق الراديوي فإن الخسارة تكون حوالي 1.2 ديسيبل / الميل .

توجد منطقة عبور حوالي 20 ميلاً تحت الأفق تشير إلى خسارة 15-20 ديسيبل . يمكن إيجاد منحني خسارة الانتشار النموذجي في الشكل 11-11. تحدث في منطقة خط النظر المباشر ظاهرة حلقات فرينيل الناتجة عن جمع وإلغاء الأمواج المباشرة والمنعكسة عن الأرض. يمكن مشاهدة تغيرات في الاستقبال تصل حتى 10 ديسيبل في منطقة خط النظر المباشر بانتظام شديد . عند مقارنة التغيرات في الاستقطاب العمودي تكون عادة أقل مما هي في الاستقطاب الأفقي .



بفرض وجود مسبب تداخل واحد يفهم ان المعادلة 2-3-9 تنطبق فقط على حالة وجود مسبب تداخل واحد لنفس القناة. في حالة وجود ستة مسببي تداخل لنفس القناة:

$$10 \log_{10} \frac{C}{I} = 10 \log_{10} \left( \frac{C}{\sum_{i=1}^6 I_i} \right) = 10 \log_{10} \frac{C}{6I_i} \quad 3-3-11$$

$$= 10 \log_{10} \left( \frac{C}{I_i} \right) - 7.78 \text{ dB}$$

أو

$$10 \log_{10} \frac{C}{I_i} = 28 \text{ dB} \quad 4-3-11$$

من الشكل 11-11 لأجل خسارة 28 ديسيبل يكون الفصل خلف الأفق الراديوي 48 كم (30 ميل)، لهذا يصبح فاصل القناة الواحدة D هو:

$$D = 2R(h_m, h_b) + 30 \quad (من أجل 6 تداخل) \quad 5-3-11$$

من كلا المعادلتين 2-3-11 و 5-3-11 وجد أن فاصل القناة الواحدة في نظام جو / أرض هو:

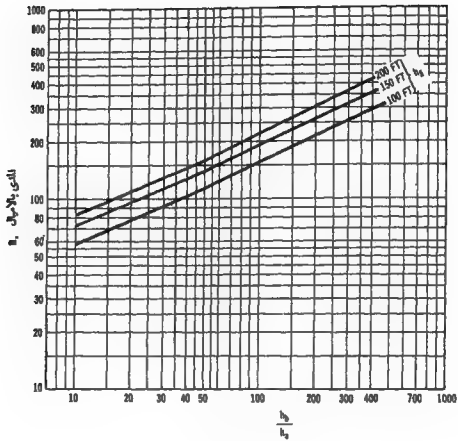
$$D/R \approx 2$$

6-3-11

تدل المعادلة 6-3-11 إلى أننا نحتاج إلى مجموعة من مخططات إعادة استخدام ترددات في نظام الاتصال جو / أرض.

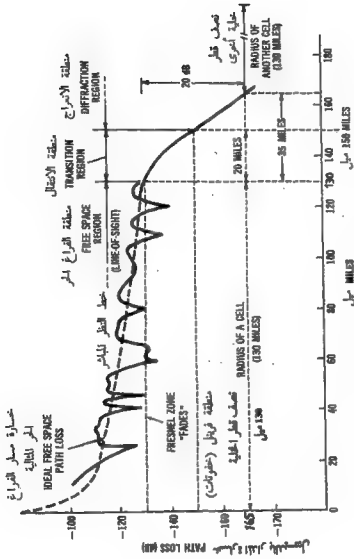
الجدول 3-11 ستة مناطق مقترحة للارتفاعات

المحطة الأرضية	الارتفاع بالقدم	الارتفاع الوسطي (قدم)	نصف قطر الحلقة (ميل)	فاصل المحطة الأرضية للقناة الواحدة (ميل)	القدرة المرسلة في الطائفة (dB)
الأولى	تحت 2000	2000	R=77.4	D=184.78	0
الثانية	2000 - 5000	3500	97.8	222.61	4.86
الثالثة	5000 - 10000	7500	134.41	303.23	11.46
الرابعة	10000 - 20000	15000	187.35	404.69	17.90
الخامسة	20000 - 40000	30000	269.89	548.68	23.82
السادسة	40000 فأعلى	50000	330.37	698.74	27.96



الشكل 10-11

الأفق الراديوي رسم من الحسابات



الشكل 11-11 نموذج خسارة الخطوة في نظام جوا/أرض.

### 3-3-11 اعتبارات تصنيف الارتفاعات في مناطق ارتفاعات

بما أن نصف القطر  $R$  لخلية في نظام اتصالات جو/ أرض تابع لكل من  $h_b, h_n$  فإنه يمكن أن يكون أكبر إذا ازداد ارتفاع  $h_b, h_n$ . وبهذه الشروط يجب أن تصنف مناطق ارتفاعات مختلفة لكي تخصص لها الترددات. اقترحت ستة مناطق في الجدول 3-11.

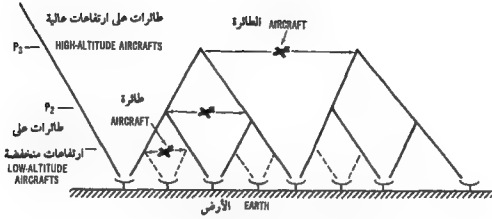
عندما يزداد ارتفاع الطائرة من منطقة إلى أخرى يصبح نصف قطر الخلية لنفس المحطة الأرضية أكبر في المنطقة الجديدة وتكبر خسارة مسار الانتشار بسبب علو الارتفاع.

لندرس فاصل المحطات الأرضية لهذا النظام. بالرغم من أن عامل تقليل القناة الواحدة  $D/R = \alpha$  قريب من 2 دائماً فإن نصف قطر الخلية  $R$  المين في المعادلة 3-11 6-3 يتغير نتيجة للارتفاع ويتغير بالتالي فاصل القناة الواحدة  $D$  وفقاً لذلك. في هذا النظام لا يستخدم فاصل القناة الواحدة  $D$  من أجل فاصل القناة الواحدة ولكن من أجل نظام جو/ أرض، بتعويض  $h_b = 100\text{ft}$ ,  $h_n = 2000\text{ft}$  في المعادلة 3-11 أو المعادلة 3-11 5-3 نحصل على:

$$R_1 = \sqrt{2 \times 2000} + \sqrt{2 \times 100} = 77.4 \text{ miles}$$

$$D_1 = 2 R_1 + 30 = 184.78 \text{ miles}$$

بحسب نصف قطر الخلية والمحطة الأرضية لنفس القناة على أساس الارتفاع الوسطي لكل منطقة مثلاً وضعت في الجدول 3-11 من القيم الموضوعة في الجدول 3-11 يمكن تخطيط النظام الموضح في الشكل 3-12 باستخدام المواقع الأرضية المتنقلة المتوفرة. عندما تطير الطائرة بارتفاع منخفض تستخدم محطات أرضية أكثر مما تستخدم عندما تطير في مناطق عالية الارتفاع.



الشكل 11-12 تشبيكة نظام جو/ أرض

#### 11-3-4 خطة تخصيص الردد وضبط القدرة

بما أن عامل تخفيض القناة الواحدة قريب دائماً من 2 فإنه يمكن تخصيص مجموعة واحدة فقط من الأقنية الترددية لكل منطقة. يجب استخدام محطات أرضية ملائمة لتسليم النداءات. يعتمد عدد الأقنية  $N$  في كل مجموعة أقنية ترددية على حركة اتصالات الجو. يمكن تخصيص قناة ترددية  $r_j$  من المجموعة الترددية  $\{r_i\}$  للطائرة في المنطقة  $i$ .  $i$  هو رقم القناة المخصصة في تلك المنطقة حيث  $1 \leq i \leq N$ . تتألف كل مجموعة قنوات ترددية من  $N$  زوجاً من الترددات. لكل زوج تردد مرسل وتردد مستقبل موافق له يخصصان للطائرة.

يكون التردد المرسل والتردد المستقبل في المحطة الأرضية بعكس ترددي الطائرة. يجب أن تفصل النطاقات الترددية المخصصة لإرسال المحطات الأرضية وإرسال الطائرات ببعد كافٍ لتجنب أي تداخل بين الإرسال والاستقبال.



يبلغ فرق القدرة المرسلة بين طائرة في المنطقة الأولى وطائرة في المنطقة السادسة 28 ديسيبل . إذا ضبطت هذه القدرة في الطائرة فإن مستقبل المحطة الأرضية لا توجد عنده مشكلة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد . ومع إرسال المحطة الأرضية فإن مستقبلات الطائرات لا توجد لديها مشكلة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد ولا حاجة إلى ضبط القدرة في المحطة الأرضية .

يستخدم فاصل المحطة الأرضية في عملية تسليم الأقنية . وبما أنه بعد تركيب المحطات الأرضية لا يمكن أن تتحرك وأن فواصل المحطات المبنية على أساس ارتفاعات مختلفة للطائرات لا يمكن أن تضبط فإن المحطات الأرضية يجب أن تفصل نظامياً وفقاً لفواصل محطة القناة الواحدة D في المنطقة الأولى (تحت 304) م أو 2000 قدم). لنفرض أن ارتفاع هوائيات المحطات الأرضية هو 30 م (100 قدم) وهو ارتفاع الهوائيات في النظام الأرضي المتنقل والذي يكون فيه فاصل الهوائي الأصغر حيواي 32 كم (20 ميلاً)، غير أن معظم فواصل الهوائيات أقل من 20 ميلاً، فهل يمكن استخدام هذه المصادر لنظام الاتصال جو / أرض؟

#### تخصيص الترددات لكل منطقة :

لنفترض أن حركة الاتصالات معلومة مثلاً عدد المستثمرين  $M = 300$  في منطقة ما ولتكن المنطقة رقم I ومتوسط زمن المخاطرة للمستثمر هو  $\bar{t} = 1.76$  دقيقة، نفس زمن المخاطرة في النظام الأرضي المتنقل . يكون حمل حركة الاتصالات A هو:

$$A = M \times \bar{t} = 300 \times \frac{1.76 \text{ min/call}}{60 \text{ min/hr}} = 8.8 \quad 7-3-11$$

مع احتمال عدم نفاذ 2% ( $B = 0.02$ ) وإذا كانت  $A = 8.8$  فيمكن إيجاد عدد الأقنية الترددية  $N_f$  للمنطقة I من الجدول 1-8 وهي  $N_f = 15$ .

إذن مجموعة من 15 قناة ترددية في واحدة من المحطات الأرضية الخاصة بالمنطقة I تلزم لحمل حركة الاتصال. يمكن إعادة استخدام الـ 15 قناة ترددية هذه في الخلية التالية بالاستناد إلى نصف قطر الخلية الذي يعتمد على ارتفاع الطائرة. مجموع عدد الأقنية الكلي في النظام هو:

$$N = \sum_{i=1}^6 N_i \quad 8-3-11$$

حيث يدل العدد 6 إلى 6 مناطق. عندئذ يجب تحريك محطتين أرضيتين لمسافة أقرب من 2R للحفاظ على استمرار المخابرة عن طريق تسليم نفس القناة الترددية من محطة أرضية إلى المحطة التالية.

يحدث في بعض الأحيان تداخل القناة الواحدة إذا خصصت نفس القناة الترددية لطائرتين في خليتين قريبتين والطائرتان كانتا تقتربان من بعضهما، في هذه الحالة يجب على المحطة الأرضية أن تتصل باستعلامات الأقنية الترددية من الخلية القريبة وتخصيص قناة ترددية جديدة لإحدى الطائرتين قبل أن يصل ضمن مسافة القناة الواحدة.

#### ضبط القدرة

في نظام جو-أرض يجب أن نحل مشكلة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد في المحطة الأرضية بسبب الارتفاعات المختلفة للطائرات، إن مشكلة تداخل الطرف القريب إلى الطرف البعيد يسهل تناولها جداً في هذا النظام منه في النظام الأرضي المتنقل. بما أن ارتفاع الطائرة دائماً معلوم فإن القدرة المرسله يمكن ضبطها وفقاً لارتفاعات المناطق. أدرجت في الجدول 3-11 القدرة المرسله من الطائرة في المناطق المختلفة. جميع القدرات المرسله في المناطق الست مقيسة بالنسبة إلى القدرة المرسله في المنطقة الأولى وقد بينت فوارق القدرة على أساس قاعدة خسارة الفراغ الحر.

#### 11-4 أنظمة الاتصالات المتنقلة الأرضية / سواتل .

ابتدأت أنظمة الاتصالات الأرضية المتنقلة إلى السواتل تري أهميتها . يمكن أن تتوضع خدمات النظام في نطاق الترددات فوق العالية النطاق L و / أو النطاق Ku . عند تنفيذ هذا النظام يجب أن لا تتأثر احتياجات أو متطلبات النظام الأرضي المتنقل . سوف نناقش هنا خسارة المسار والضجيج والخفوت طويل الأجل وقصير الأجل بنظام الاتصال الأرضي المتنقل / السواتل . أما الاعتبارات الأخرى مثل حمل حركة الاتصالات والتداخل فيمكن أن توجد في كثير من كتب السواتل (مرجع رقم 8) .

#### 11-4-1 خسارة مسار الانتشار :

في اتصالات السواتل إلى الأرضية المتنقلة تعتمد خسارة المسار على الوضع النسبي للسائل في الفراغ مثال ذلك زاوية الارتفاع وزاوية الأفق - يرى الجدول 11-4 زاوية ارتفاع وزاوية أفق الساتل 6-ATC (الساتل للتطبيقات التكنولوجية - 6) مقيسة، من مدن مختلفة مبيّنة في الجدول 11-4

الجدول 11-4

زاوية ارتفاع وزاوية أفق الساتل 6-ATC في كل مدينة ( $140^\circ$  غرب  $0^\circ$  شمال)

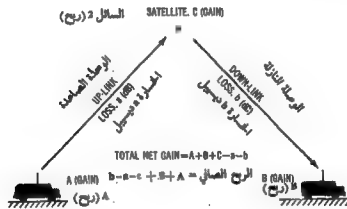
الموقع	زاوية ارتفاع الساتل (بالدرجة)	زاوية الأفق الساتل (بالدرجة)
شيكاغو	19	242
ديس مونيس	23	236
شيبن	30	227
دنفر	32	226
بولدر	32	226
استن بارك	32	226
سولت ليك سيتي	36	219
دنتو	40	210
سان فرانسيسكو	43	207

يبين الشكل 11-13 وصلة الاتصال من الوحدة المتنقلة إلى الساتل إلى الوحدة المتنقلة، يمكن الحصول على كامل الإشارة المستقبلية بأخذ القدرة المرسلية  $P_t$  وإضافة ربح الوحدتين المتنقلتين الأرضيتين والساتل لها وطرح خسارتي المسار الصاعد والمسار النازل:

$$P_r = P_t + (A + B + C - a - b)$$

أما: خسارة المسار المحسوبة من مسار الساتل - الوحدة المتنقلة (للمسار الصاعد أو المسار النازل) فهي:

خسارة المسار = خسارة خط النظر المباشر + خسارة المسار الإضافية (الناتجة عن بيئة الراديو المتنقل).



الشكل 11-13 نظام ساتل - وحدة متنقلة

خسارة خط النظر المباشر (LOS):  
 خسارة خط النظر المباشر = خسارة الفراغ الحر + الخسارة الناتجة عن الظروف المناخية. تؤخذ خسارة الفراغ الحر (FSL) من المعادلة 1-2-1 وتحول إلى شكل ديسيبل.

$$\begin{aligned} \text{FLS} &= 36.6 + 20 \log_{10} d_1 + 20 \log_{10} f_1 && \text{للمسار الصاعد} \\ &= 36.6 + 20 \log_{10} d_2 + 20 \log_{10} f_2 && \text{للمسار النازل} \end{aligned} \quad 1-4-11$$

حيث  $d_1$  بالميل و  $f_1$  بالميغاهرتز، عندما تكون  $d = 22\ 200\ \text{mi}$  و  $f = 850\ \text{MHz}$  تكون FSL مساوية إلى 182 ديسيبل. إن التنبؤ النظري لخسارة مسار الفراغ الحر لأطراف أرضية ثابتة ومعزولة يمكن أن يكون ضمن أجزاء من الديسيبل. تحدد دقة التنبؤ بربيع الهوائي والقدرة المرسله واتجاه التوجيه. إلخ.

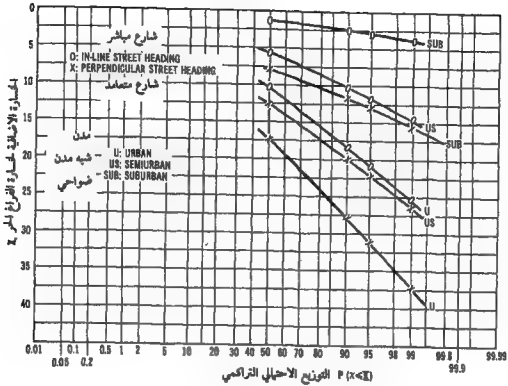
تبدأ الاشارات التي ترددها أعلى من النطاق c (5 جـ هـ) بالتخامد عند سقوط المطر ووجود الضباب والسحب والثلج. إلخ. ويتزايد مع تزايد التردد، تحمل عادة خسارة المسار نتيجة للظروف المناخية عندما يكون التردد العامل أقل من 5 جـ هـ.

#### الخسارة الإضافية للمسار.

تحدث الخسارة الاضافية للمسار عندما يكون هوائي الوحدة المتنقلة اخفض مما يحيط به وتحجب اشارة الارسال أو الاستقبال في معظم الوقت بالمنشآت الصناعية. يمكن أن يرى ذلك في الشكل 11-14.

يتشكل الشكل 11-14 بأخذ قطع كثيرة من بيانات التغطية على نطاق صغير، كل منها بطول يساوي مئات المرات من أطوال الموجة وب نفس التأثير، مثال ذلك نفس وصلة المسار والتردد والبيئة، ثم تشكيل توزيع احتمالي تراكمي باستخدام القيم إلى 90% الأعلى فقط من بيانات النطاق الصغير لهذا يمثل الشكل 11-14 تغطية احصائية على نطاق واسع. يبين الشكل 11-14 ان المنشآت الصناعية (في المدن والضواحي. إلخ) واتجاه الشارع بالنسبة لزاوية أفق الساتل هما العاملان الرئيسيان.

ان الفرق في خسارة المسار للاشارة المستقبلية في الوحدة المتنقلة بين منطقة مدن ومنطقة ضواحي عند سوية 90% (أي ان 90% من البيانات المستقبلية تقع فوق تلك



الشكل 11-14 الخسارة الإضافية للمسار في نظام اتصال ساتل / وحدة متنقلة .

السوية) هو 8 ديسيبل . ان الفرق في خسارة المسار عند السوية 90% في منطقة ضواحي (أو مدن) مقارنة بالاتجاهات المختلفة للشوارع (باتجاه مباشر مع الساتل أو عمودية عليه) هو 9 ديسيبل ، يصغر الفرق في خسارة المسار الناتج عن الاتجاهات المختلفة للشوارع عند السوية 30% ويزداد عند السوية 99% كما هو مبين في الشكل 11-14 .

إن اختلافات التردد وزوايا الارتفاع ومواقع الشوارع والفص الرئيسي لحزم الاشعة هو اثار الوحدات المتنقلة لها تأثير مهم على خسارة المسار كما هو مبين في الجدول 5-11 .

### الجدول 11-5 عمليات ذات تأثير مهم

خسارة 11 ديسيبل	هوائي عمودي حزمة الاسمية باتجاه الساتل
خسارة 1,3 ديسيبل	الترددات بين 1,5 جـ.هـ و 890 مـ.هـ
خسارة 1,8 ديسيبل	موقع الشارع (مباشر ويتمد)
خسارة 1 ديسيبل	زاوية الارتفاع (19° - 43°)

يسين الجدول 11-6 الخسائر الإضافية المختلفة في بيئات واتجاهات شوارع مختلفة عند التردد 850 مـ.هـ وزاوية ارتفاع الساتل 32°.

### الجدول 11-6 لخسارة الإضافية (ديسيبل) (90% من بيانات التغطية على نطاق واسع)

البيئة	ضواحي	أرياف	مدن
اتجاه مباشر	2,8	10,8	19
الشارع متعامد	12	20	28

### 11-4-2 الضجيج

يتألف الضجيج من الضجيج الحراري والضجيج الخارجي، يتأثر الضجيج الحراري متناسباً مع درجة الحرارة المطلقة (°K) وعرض نطاق الترددات (B).

$$P_n = kTB$$

مصادر الضجيج الداخلية والخارجية هي:

على الأرض: الضجيج الشمسي، ضجيج المجرة، ضجيج الجو، الضجيج الصناعي وضجيج التجهيزات.

في الساتل: ضجيج الشمس (إذا كان موجهاً نحو الشمس  $T = 10^5 K$ )، وضجيج المجرة، ضجيج الأرض وضجيج التجهيزات.

رقم الجدارة (G/T): بما أنه مهم جداً لتجنب الخسائر وتقليل الضجيج عند طرف الاستقبال في الساتل وفي المحطة الأرضية، فمن المهم أن يدخل هوائي

الاستقبال والتجهيزات الالكترونية أقل ما يمكن من الضجيج . إن كفاءة الاثنين يعبر عنها عادة بنسبة الريح إلى درجة حرارة الضجيج وتدعى رقم الجدارة .

$$\text{Figure of merit} = G/T \text{ (db/K)} \approx \text{رقم الجدارة}$$

حيث  $G$  هوريج الهوائي ومضخم التردد الراديوي (الناتج عن قطر الهوائي والتردد) ،  $T$  هي درجة حرارة ضجيج نظام الاستقبال وتكون عادة في جهاز استقبال غير مبرد  $316^\circ \text{K}$  (  $34^\circ \text{C}$  مثوية أو  $109^\circ \text{F}$  فارنهايت) . في المحطة الأرضية يكون حجم الهوائي كبيراً  $G/T > 0$  وفي محطة متنقلة  $G/T < 0$  لأن حجم الهوائي المنقلص صغير.

#### 11-4-3 الخفوت

في اتصالات السواتل يمكن تصنيف ظاهرة الخفوت بأخذ نوعين : خفوت طويل الأجل وخفوت قصير الأجل . ان خصائص هذين النوعين من الخفوت تختلف عن تلك في الاتصالات الأرضية المتقلة (انظر الفصل 2) . يمكن وصف هذين النوعين من الخفوت كما يلي:

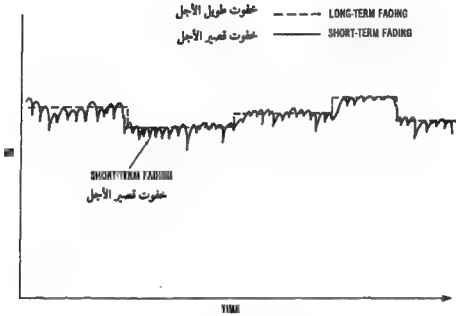
##### أ- الخفوت طويل الأجل:

ينتج الخفوت طويل الأجل عن اتجاه الشارع بالنسبة لزاوية أفق الساتل . في حالة الطريق المباشر يكون متوسط سوية الإشارة أعلى ، وفي حالة التعامد يكون متوسط سوية الإشارة أقل ، وتشبه سوية الإشارة تابعاً ذا قطع متدرجة بينت كغلاف للإشارة في الشكل 11-15 . عندما يكون اتجاه الشارع مباشراً مع زاوية أفق الساتل تكون سوية الإشارة عالية وعندما يكون متعامداً مع زاوية أفق الساتل تكون سوية الإشارة منخفضة .

##### ب- الخفوت قصير الأجل: للخفوت قصير الأجل خاصيتان مختلفتان

تعتمدان على اتجاه الشارع . عندما يكون اتجاه الشارع مباشراً مع زاوية أفق الساتل عندئذ توجد موجة مباشرة قوية وأمواج متعددة المسارات كثيرة وخفيفة تشكل توزيع رايسيان كما هو ظاهر في منحنى معدل تقاطع السوية في الشكل 11-16 أ . عندما يكون اتجاه الشارع متعامداً مع زاوية أفق الساتل عندئذ توجد موجتان غالبتان أحدهما مباشرة وسويتها أعلى بمقدار 5 ديسيبل عن سوية الاستقبال الكلية والأخرى باتجاه 180° وهي موجة منعكسة سويتها - 10 ديسيبل بالنسبة لسوية الاستقبال

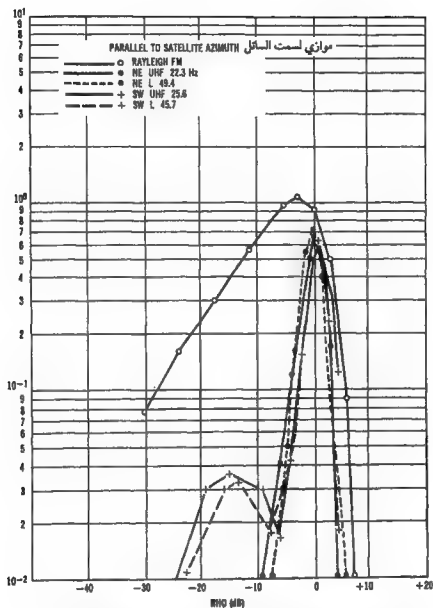




الشكل 11-15

الخفوت طويل الأجل في اتصالات السواتل - الوحدات المتنقلة .

الكلية، وذلك بالإضافة إلى أمواج أخرى متعددة المسارات كما هو مبين في الشكل 11-16 ب .  
 انطلاقاً من هذه المفاهيم يمكن تصميم صيغة التشوير لتقاوم أنواع الخفوت هذه .



(A) Short-term fading with an in-line street heading condition.

(أ) حالة شارع مباشر

الشكل 11-16 الحفوت قصير الأجل في حالة شارع مباشر وحالة شارع عمودي



في اتصالات الساتل - الأرضي المتنقل وبالإضافة لتغيرات الاستقطاب الناتجة عن تأثير دوران فاراداي في الطبقة المتأينة هناك تبادلية في الاستقطاب من نوع لآخر نتيجة لبنية بيئة الراديو المتنقل. وهذا يستبعد استخدام نوعي الاستقطاب في الأمواج لزيادة سعة الأتية. هناك حاجة لاستخدام مخطط تنوع لمقاومة الخفوت. يمكن استخدام التنوع الفراغي لمقاومة الخفوت قصير الأجل. وتوضع سواتل بأماكن مختلفة لتقليل الخفوت طويل الأجل. إن الفوارق الأساسية بين اتصالات الساتل - الأرضي المتنقل والاتصالات الأرضية المتنقلة هي خسارة المسار، بيئة الضجيج، وخصائص الخفوت. عندما نفهم الفوارق تصبح معايير التصميم مباشرة وتعتمد على كتب تصميم السواتل.

## المراجع

### REFERENCES

1. Sass, P. F., "Propagation Measurements for UHF Spread Spectrum Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Tech.* 32 (May 1983): 168-176.
2. Kozono, S., and K. Watanabe, "Influence of Environmental Buildings on UHF Land Mobile Radio Propagation," *IEEE Trans. Commun. Com-25* (Oct. 1977): 1113-1143.
3. Walker, E. H., "Penetration of Radio Signals into Building in the Cellular Radio Environment," *Bell Sys. Tech. J.* 62: 9, Pt. I (Nov. 1983): 2719-2734.
4. Sakamoto, M., S. Kozono, and T. Hattori, "Basic Study on Portable Radio Telephone System Design" (Paper presented at the IEEE Vehicular Technology Conference, San Diego, CA, 1982): 279-284.
5. Lee, W. C. Y., "In Cellular Telephone, Complexity Works," *IEEE Circuits & Devices*, Vol. 7, No. 1., Jan. 1991, pp. 26-32.
6. Hess, G. C., "Land-Mobile Satellite Excess Path Loss Measurements," *IEEE Trans. Veh. Tech.* VT-29 (1980): 290-297.
7. Reudink, D. O., "Estimates of Path Loss and Radiated Power for UHF Mobile-Satellite Systems," *Bell Sys. Tech. J.* 62: 8, Pt. 1 (1983): 2493-2512.
8. Spilker, J. J., Jr., *Digital Communicating by Satellite* (Prentice Hall, 1977).

## ملحق مسائل على الفصول

### الفصل الأول :

- 1-1 تظهر خصائص الخفوت المبيئة في الشكل 2-1 أنه عندما تزداد سرعة العربة يتغير الخفوت بسرعة أكبر ، ماهي العلاقة بين تردد الخفوت وسرعة العربة ؟
- 2-1 عندما تكون العربة مستقرة في بيئة متعددة المسارات فهل يلاحظ مستقبل الوحدة المتنقلة خفوت الاشارة؟
- 3-1 عندما تكون سرعة العربة 96 كم/سا (60 ميل/ساعة) وتردد العمل 850 م هـ فما هو تردد الخفوت إذا كانت العربة تسير في بيئة متعددة المسارات ؟
- 4-1 ماهو الفرق بين المسار الراديوي ومسار الوحدة المتنقلة ؟
- 5-1 لماذا لا يمكن انشاء منحني خصارة المسار مباشرة من المعطيات المقاسة على المسارات الراديوية ؟
- 6-1 إذا كانت موجة قادمة واحدة وعمودية على منحني سوي العربة فما هو تردد الخفوت ؟
- 7-1 ماهي ترددات الخفوت عندما تأتي موجتان بزاويتين  $\theta_1$  و  $\theta_2$  المبيئة في الشكل 2-1 في الحالات التالية :
- الحالة 1  $\theta_2 = \theta_1$
- الحالة 2  $\theta_2 = -\theta_1$
- الحالة 3  $\theta_1 = 0^\circ$  و  $\theta_2 = 90^\circ$
- 8-1 لماذا ينطبق مبدأ التعاكسية على شدة الاشارة وليس على نسبة الحامل/الضخيج (C/N) ؟
- 9-1 يمكن الحصول على الانحراف المعياري  $\sigma$  لتوزيع احتمال تراكمي طبيعي-لوغاريتمي من المعادلة 5-18 بمساعدة جدول التوزيع الطبيعي  $P(z \leq z) = 0.90$  (1.29) تأكد أن  $\sigma = 3.87$  من الشكل 11-1 ؟
- 10-1 الوردان المفصولان عن بعضهما بأكثر من عرض نطاق التماسك  $B_0$  يضمنان خفوت اشارة غير مترابط وتختلف في مناطق الضواحي عنه في المدن . أي بيئة لها عرض نطاق تماسك  $B_0$  أكبر ؟

## الفصل الثاني :

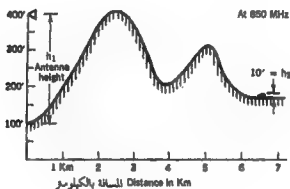
1-2 كيف يمكن الوصول الى الطول  $2L$  المكافئ الى 20-40 طول موجة لحساب المتوسط المحلي؟ وضح لماذا يجب الحصول على معطيات شدة اشارة بنافذة  $2L$  ؟  
 2-2 كم عدد العينات المطلوبة من أجل 90% فوة ثقة = 2 ديسيل (90% CI=2dB) ؟  
 3-2 يلاحظ تغير في ارتفاع تضاريس محلية قدره 50 قدم . هل تعدّ هذه التضاريس وعرة إذا كان تردد العمل 850 م هـ وزاوية التماس 0.5 درجة (0.0087 راديان) .  
 مع بقاء زاوية التماس نفسها وتغير تردد العمل الى 85 م هـ هل ستعدّ هذه التضاريس وعرة .

4-2 تحقق من معاملات الانعكاس  $\alpha_1$  و  $\alpha_2$  في المعادلتين 2-3-7 و 2-3-8 على التوالي أن معامل الانعكاس يقرب دوماً من (-1) بغض النظر عن نوع التضاريس.  
 5-2 إذا تغير ارتفاع الهوائي من 135 قدم الى 532 قدم فما هو ربح ارتفاع الهوائي؟ (لاحظ أنه يجب الحصول على ربح ارتفاع الهوائي باستخدام الارتفاع الفعّال للهوائي)  
 6-2 بمقارنة المنتين المبينين في الشكل 2-19 وضح لماذا يكون الانحراف المعياري في التنبؤ من منطقة الى منطقة 8 ديسيل بينما يكون في التنبؤ من نقطة الى نقطة 2-3 ديسيل .

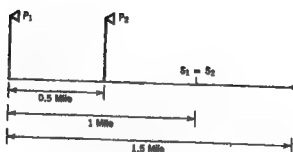
7-2 احسب محسارة الانعراج في الشكل س-2-1 . افترض ظرف منطقة ضواحي .  
 8-2 هوائيا ارسال ميينان في الشكل س-2-2 قدرتهما  $P_1$  و  $P_2$  على التوالي . على مسافة ميل واحد الاشارتان  $S_1 = S_2$  ، احسب الاشارتين  $S_1$  و  $S_2$  المستقبلتين على مسافة 1.5 ميل (طبق قاعدة 40 ديسيل/العقد لمحسارة المسار) .  
 9-2 حدد الارتفاع الفعّال للهوائي في الشكل س-2-3 . إذا كان النظام مصمماً استناداً الى الطول الحقيقي للهوائي فما هو ربح (محسارة) ارتفاع الهوائي عند موقع الوحدة المنتقلة نتيجة الارتفاع الفعّال للهوائي ؟  
 كم يجب أن يصبح ارتفاع الهوائي الجديد لتحقيق ربح اضافي للوحدة المنتقلة قدره 6 ديسيل ؟

10-2 ارتفاع هوائي محطة القاعدة وموضعها وموضع الوحدة المتنقلة المبنية في الشكلين س-2 و س-4 هي نفسها ، أما التضاريس بين محطة القاعدة والوحدة المتنقلة فهي مختلفة. أوجد الارتفاعات الفعالة للهوائيات في الشكلين س-2 و س-4 بمساهو ربح (عسارة) ارتفاع الهوائي عند الموقع المتنقل نتيجة للاختلاف بين الارتفاع الفعال للهوائي وارتفاعه الحقيقي ؟

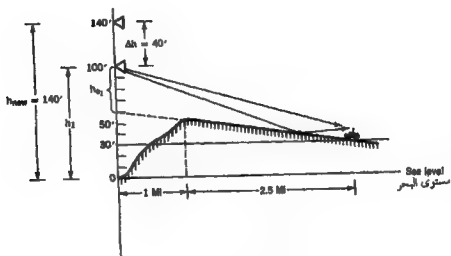
إذا كانت الوحدة المتنقلة سربح 6 ديسيبل إضافة لربح الارتفاع الحقيقي للهوائي فكم يجب أن يصبح ارتفاع الهوائي الجديد ؟



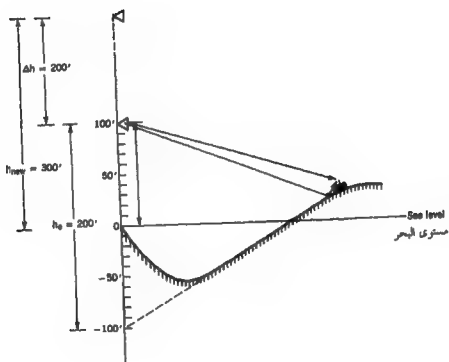
الشكل س-2



الشكل س-2



الشكل من 3-2



الشكل من 4-2



### الفصل الثالث :

1-3 عندما تسير عربة بسرعة 35 ميل/سا وتستقبل الإشارة عند تردد 850 م هـ ، برهن أن معدّل عبور السوية عند السوية 10 ديسيل تحت متوسط سوية القدرة هو 35 تقريباً.

2-3 ماهو معدّل عبور السوية عندما تسير العربة بسرعة 50 ميل/ساعة ؟

ماهو معدّل عبور السوية عندما تسير العربة بسرعة 80 ميل/ساعة ؟

3-3 عندما تكون سوية العتبة 3 ديسيل تحت متوسط القدرة ، ماهو احتمال أن تكون فترة الخفوت أطول بـ 1.5 مرة من متوسط فترة الخفوتات ؟

4-3 لتكن  $P_z = 0$  و  $\tau = 0$  . باستخدام المعادلة 3-11 أوجد الفاصل الزمني المطلوب للتتبع الردي في منطقة ضواحي وفي المدن .

5-3 عند اضافة مدعوى هوائي على الوحدة المتنقلة ببساطة لايمكن تقليل خفوت الإشارة . لماذا ؟

6-3 وضح لماذا يمكن أن يكون معامل الارتباط المطلوب بين الإشارة المرغوبة وإشارة الدليل 0.5 في التعديل الردي بينما في النطاق الجاني الوحيد يجب أن يكون معامل الارتباط بين إشارة الدليل والإشارة المرغوبة 0.9998 كي تزال حالة الخفوت الضروري باستخدام الدليل .

7-3 تستقر طاقة التعديل الردي العشوائي عند الدورات المنخفضة وبالذات تحت  $\lambda / 2v = 2$  . إذا كانت العربة تسير بسرعة 65 ميل/ساعة ، كم يجب أن يكون تردد التعديل الردي العشوائي الذي يمكن إهمال الطاقة فوقه ؟ افترض أن تردد الحامل هو 850 م هـ .

8-3 عندما تسير الوحدة المتنقلة فإن كلاً من خفوت رايلي والتعديل الردي العشوائي يؤثران في الإشارة المستقبلة عند الوحدة المتنقلة . عندما تستقر الوحدة المتنقلة ، فهل لايزال خفوت رايلي والتعديل الردي العشوائي يؤثران في الإشارة المستقبلة ؟

9-3 إذا صمم ارسال المعطيات من أجل وحدة متنقلة فكم يجب أن يكون معدّل ارسال المعطيات الأدنى كي تتجنب التعديل الردي العشوائي ؟ افترض أن سرعة سير العربة 65 ميل/ساعة ؟

10-3 كم يجب أن يكون حجم المنشأة الصناعية لتعد نائراً، مقدراً بأطوال الأمواج ؟

#### الفصل الرابع :

1-4 في آكفة تساوي الشدة للخلية المبينة في الشكل س 1-4 ، أوجد المركز الانفراضى ومتوسط نصف القطر . كيف تقاس النسبة  $D/R$  ؟  
 2-4 بُني كبت تداخل القناة الواحدة على أساس  $C/I$  تساوي 18 ديسيبل أو أكبر. إذا كانت سوية الضحيج 20 ديسيبل تحت الاشارة ( $C/N=20$  dB) فكم تكون النسبة

$$\frac{I}{N+I}$$

3-4 للمرشاح A ميل قدره 24 ديسيبل/الضعف والمرشاح B ميل قدره 15 ديسيبل/الضعف . يبعد  $I_2$  عن  $I_1$  مقدار 3 أمثال مسافة القناة . ماهو فاصل المسافة بين وحدة متنقلة بتردد  $I_2$  ووحدة متنقلة بتردد  $I_1$  ضمن الخلية إذا كانت الوحدة المتنقلة بتردد  $I_2$  عند حدود الخلية التي نصف قطرها R ؟  
 افترض أن المرشاح A قد استعمل في الوحدتين المتنقلتين أولاً ثم المرشاح B.  
 4-4 أوجد قدرة التعديل البيئي لخلال محدد صامم للمدروجات الدرجتين الثالثة والخامسة .

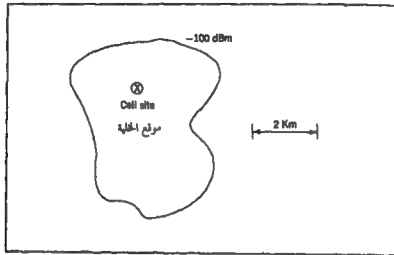
ماهى نسبة الاشارة الى ضحيج التعديل البيئي (الثالث والخامس) ؟  
 5-4 إذا كان في الشكل 1-4  $C_b = -100$  dBm و  $N_b = -119$  dBm ولكل من مسيبي التداخل الستة  $I_i = -121$  dBm أوجد قيمة :

$$\frac{C_b}{\left(N_b + \sum_{i=1}^6 I_i\right)}$$

6-4 إذا كانت  $C_b = -100$  dBm و  $I_i = -121$  dBm والنسبة :  
 $C_b/(N_b + \sum_{i=1}^6 I_i) = 18$  فما هى سوية  $N_b$  ؟  
 7-4 إذا كانت النسبة  $C/N = 18$  dBم يكون تداخل والنسبة  $\frac{C}{N+I} = 15$  dB مع تداخل فكم تكون النسبة  $C/I$  ؟

8-4 إذا كانت  $C/N = 18$  dB و  $C/I = 16$  dB فما هى النسبة  $\frac{C}{N+I}$  ؟  
 9-4 أعطيت النسبة  $\frac{C}{N+I} = 20$  dB والنسبة  $I/N = 4$  dB . أوجد سوية C إذا كانت سوية N تساوي  $-120$  dBm .

10-4 في بيئة تداخل  $\frac{C}{N+I} = 20 \text{ dB}$  فإذا كانت  $N = -115 \text{ dB}_m$  و  $I = -113 \text{ dB}_m$  فما هي قيمة C ؟



الشكل س-4-1

### الفصل الخامس :

1-5 أوجد احتمال أن تقع وحدة متنقلة ضمن منطقة حلقة دائرية بين 9.6 و 11 كم (6 و 7 أميال) في خلية 11 كم وتداخل ضمن 4 كم من موقع الخلية. ماهي فرص حدوث هذه الحالة ؟

2-5 اذا كانت الوحدة المتنقلة تبعد 10 كم عن محطة القاعدة و 15 كم عن محطة تداخل القناة الواحدة أوجد نسبة الإشارة الى التداخل عند الوحدة المتنقلة ؟

3-5 اذا كانت الوحدة المتنقلة تبعد 10 كم عن موقع الخلية فكم يجب أن يبعد موقع تداخل القناة الواحدة لتكون نسبة الإشارة الى التداخل 20 ديسيبل ؟

4-5 بعد شطر الخلية N مرة يمكن انقاص القدرة المطلوبة بمقدار :

$$P_n = P_0 - N (2) \quad (\text{in dB})$$

استنتج هذه المعادلة .

$$5-5 \text{ استنتج علاقة القدرة } (P) \text{ بالحركة } (T) \text{ } \left( \frac{P_0}{P_n} = \left( \frac{T_0}{T} \right)^2 \right)$$

6-5 لتكن النسبة  $\frac{C}{I} = 18 \text{ dB}$  مطلوبة فما هي النسبة D/R المطلوبة في تصميم النظام الخلوي؟

7-5 لناخذ حالة قناتين متجاورتين تقعان على جانبي القناة المرغوبة. تبعد القناة المرغوبة 8 كم والقناتان المجاورتان على بعد 16 كم. يفرض أن عزل القناة هو 15 ديسيبل بين القناتين المجاورتين فكم تكون نسبة الحامل الى التداخل المستقبلية على تردد القناة المرغوبة؟

8-5 تستقبل إشارة بتردد 850 م هـ عند وحدة متنقلة بسرعة 90 كم/سا . ماهو تردد الحفرت؟

9-5 لنفرض أن نظام قفز ترددي يقفز 10 ترددات وأن تسعة ترددات لها نسبة  $C/I = 17 \text{ dB}$  بينما تردد واحد له نسبة  $C/I = 9 \text{ dB}$  . ماهي النسبة  $C/I$  الناتجة بعد القفز الرودي ؟

10-5 اذا كانت النسبة  $\frac{P}{N_0} = 10 \text{ dB}$  والنسبة  $(-50 \text{ dB})$   $\frac{C}{N}$  . استخدم المعادلة

$$\frac{C}{N} = \frac{P}{N_0} \times \frac{B}{B_0} \text{ لاجراء ربح العملية } \left( \frac{B}{B_0} \right)$$

## الفصل السادس :

- 1-6 صمّم تباعد هوائى التنوع باستخدام المعادلة  $\eta = h/d$  في محطة القاعدة . لماذا يجب إيجاد تباعد الهوائى من معامل الارتباط 0.7 ؟ ماذا عن  $p = 0.2$  ؟
- 2-6 لماذا يكون تباعد الهوائى في محطة القاعدة أكبر عندما يكون ارتفاع الهوائى أعلى ؟ اذكر السبب الفيزيائى .
- 3-6 لماذا يكون تباعد الهوائى في محطة القاعدة أكبر عندما يكون توجيه الهوائيين في اتجاه الوحدة المتنقلة ؟
- 4-6 عندما تتحرك الوحدة المتنقلة في الحقل يقاس الارتفاع الفعال لهوائى محطة القاعدة اعتماداً على موقع الوحدة المتنقلة . في أي نوع من التضاريس يكون الارتفاع الفعال للهوائى أكبر أو أقل من ارتفاعه الحقيقى ؟
- 5-6 بافتراض أن ارتفاع الهوائى 100 قدم وبعد الخلية ذات القناة الواحدة 4.6R حيث R نصف قطر الخلية ويساوى 4 أميال فما هو فرق القدرة بين الإشارة المستقبلية عند حدود الخلية وتلك المستقبلية من خلية القناة الواحدة اذا كان ميل الهوائى الى الأسفل في الشكل 6-6 هو  $20^\circ$  ؟
- 6-6 إن التباعد العمودي لهوائى تنوع غير مرغوب به . فسر لماذا ؟
- 7-6 فسر طبيعة التحديد المبينة في الشكل 10-6 . لماذا يحتاج التباعد العمودي الى مسافة أكبر من التباعد الأفقى للحصول على نفس معامل الارتباط ؟
- 8-6 استقبلت اشارتان من مستقبل بفرعنى تنوع . معامل ارتباط الاشارتين 0.64 إذا كانت الاشارتان متساويتين في الشدة ( $I_1 = I_2$ ) او غير متساويتين في الشدة ( $I_1 = 10I_2$ ) فما هو احتمال أن تكون نسبة الحامل الى الضجيج أقل من 10 dB- (الى هى سوية القناة الأقوى تحت متوسط قدرتها) ؟
- 9-6 تسلم الإشارة بسوية 30dB $\mu$  إلى مرسل حمل ذي ممانعة 75 أوم . ما هى السوية المكافئة بـ dBm ؟
- 10-6 يعطى هوائى بارتفاع 100 قدم وتباعد تنوع فراضى 9 قدم في القاعدة . قيس ارتفاع الهوائى الفعال في محطة القاعدة بالاستناد إلى موقع الوحدة المتنقلة الحالى فكان 40 قدم.
- هل يزداد ربح التنوع ؟ وكم ؟ إذا كان ارتفاع الهوائى الفعال 200 قدم فهل يزداد ربح التنوع ؟ ولماذا ؟

### الفصل السابع :

- 1-7 فسر لماذا تتطلب محطة التنوع الفراغي، فيزيائياً، تباعد هوائى أكبر في محطة القاعدة وتباعد هوائى أصغر عند الوحدة المتحركة ؟
- 2-7 تصل موجتان إلى الوحدة المتحركة . احدهما عمودية دائماً على منحى سر العربة . أوجد المعادلة البسيطة التى تشرح هذه الحالة .
- 3-7 هل يعتمد الفاصل الوددي المطلوب لمخطة تنوع ترددي على الودد الحامل ؟
- 4-7 وجد أن الإشارة المستقبلية بهوائى مركب على السقف أقوى بمقدار 3 ديسيبل عن الإشارة المستقبلية بهوائى مركب على زجاج العربة . ماذا سيكون تأثير الهوائى المركب على السقف في نظام صمم طبقاً للنسبة  $\frac{D}{R}$  حيث R نصف قطر الخلية استناداً إلى تغطية الهوائى المركب على الزجاج ؟

- 5-7 جسم العربة ناقل يمكنه تغيير أنماط موجات هوائى الوحدة المتحركة . وكذلك يمكن للهوائى المركب على الزجاج أن يستقبل إشارة ضعيفة من أمام العربة وقوية من خلفها . فهل يمكن لأنماط موجات الهوائى غير المنتظمة أن تسبب مشاكل على استقبال الوحدة المتحركة أو مشاكل في أداء النظام ؟
- 6-7 برهن أن متوسط شدة الإشارة المستقبلية من هوائى موجة عند الوحدة المتحركة ثابت بغض النظر عن عرض شعاع الهوائى الموجه .
- 7-7 أوجد تردد الخفوت لأربع اشارات آتية من الاتجاهات الأربعة  $0^\circ$  و  $90^\circ$  و  $180^\circ$  و  $270^\circ$
- 8-7 لماذا على القدرة المستلمة من خلال خط سلكى أن يشارك فيها كامل عدد أقطبية ذلك الخط السلكى بينما لا تحتاج القدرة للمستلمة من الفراغ إلى هذه المشاركة ؟
- تستقبل كل قناة كمية القدرة نفسها بغض النظر عما تستقبله بقية الأقطبية من القدرة .
- 9-7 لماذا تقاس عسارة السلك بالديسيبل/قدم أو بالديسيبل/كم وتقاس الخسارة الراديوية بالديسيبل/الضعف أو بالديسيبل/المقد ؟
- 10-7 إذا كان عرض شعاع هوائى موجة صغيراً جداً ، لنقل  $0.3^\circ$  ، فهل يمكن استخدام الديسيبل/قدم أو الديسيبل/كم للتعبير عن عسارة القدرة ؟

## الفصل الثامن:

- 1-8 إذا كان طول كلمة 20 بتة ومعدل خطأ البتات  $P_b$  هو  $10^{-2}$  ومسافة هامتنج  $d$  هي 4 ، فما هو معدل الانتثار الكاذب  $P_e$  ؟  
 ماذا سيكون الفرق إذا استخدمنا  $P_b = P_e$  .
- 2-8 فسّر لماذا يكون أداء الإرسال بدون عخطط الإعادة أسوأ في حالة الخفوت السريع عنه في حالة الخفوت البطيء . وبعد استخدام عخطط الإعادة يتمكّن أداء الإرسال .
- 3-8 في نظام السبع خلايا لإعادة استخدام الردد في النظام الخليوي توجد 395 قناة صوتية تخصص لجميع الخلايا بالتساوي . إذا كان احتمال عدم النفاذ 2% فما هي الحمولة المقدمة بالارلنغ ؟ إذا كان متوسط زمن المحادثة (زمن الانشغال) 100 ثانية فكم عدد المكالمات التي يمكن خدمتها في ساعة الانشغال ؟
- 4-8 في خلية بثلاثة قطاعات تبلغ الأتنية الوردية الصوتية المخصصة للخلية 57 قناة . تخصص ثلث الأتنية لكل قطاع . ماهو الحمل المقدم بالارلنغ إذا كان احتمال عدم النفاذ 2% ؟
- 5-8 في خلية 5 كم نرغب أن نعالج 2000 محادثة في الساعة . لنفرض أن احتمال عدم النفاذ هو 1% ومتوسط زمن الانشغال 1.7 دقيقة فكم عدد الأتنية الراديوية المطلوبة ؟
- 6-8 لنفرض أن 60 قناة قد خصصت لخلية وأن نصف قطر الخلية 4 كم واحتمال عدم النفاذ 2% ومتوسط زمن الانشغال 100 ثانية فكم يكون عدد المستثمرين الذين يمكن خدمتهم بكل 100 قدم مربع ؟
- 7-8 ادرس النظام الموصوف في الشكل 8-8 . تستخدم الخلية الداخلية أتنية بـ 15 ك هـ وتستخدم الخلية الخارجية أتنية بـ 30 ك هـ . ماهي زيادة السعة بالمقارنة مع خلايا تستخدم فقط أتنية بـ 30 ك هـ ؟
- 8-8 في محطة المشاركة بالأتنية يبلغ عدد الأتنية الاسمية المخصصة في كل خلية 40 قناة ، وعدد أتنية المشاركة مع الخلايا الأخرى 20 قناة ، واحتمال عدم النفاذ 2% . أوجد محصلة الحمل المقدم وقارن بين الأحمال المقدمة في عخطط المشاركة وعخطط عدم المشاركة .
- 9-8 استنتج المعادلة 7-4-8 . إذا كانت  $A = 40$  ارلنغ ،  $B = 0.02$  فما هي القيم المقدرة لـ  $N_1$  و  $N_2$  ؟
- 10-8 استنتج المعادلة 12-4-8 وبرهن أن المعادلة 15-4-8 صحيحة دائماً .

### الفصل التاسع :

- 1-9 إذا تضاعف التردد الحامل فكم تبلغ عسارة الانتشار الإضافية من زيادة التردد؟
- 2-9 إذا كان عرض نطاق إشارة عرضة النطاق ثلث التردد الحامل فماذا تكون عسارة الانتشار الإضافية ؟
- 3-9 إذا كان عرض النطاق 1.23 م هـ وامتداد وقت الانتشار في منطقة ضواحي 0.5 ميكرو ثانية فما هو العدد الفعال  $M$  لفرعات التنوع التي تتأثر بالإشارة المستقبلية مقارنة مع إشارة بعرض نطاق 30 م هـ.
- 4-9 ينتشر عرض نطاق إشارة يتتابع مباشر من 10 ك هـ إلى 10 م هـ ، ماهو ربح العملية ؟ هل ربح العملية هو ربح حقيقي أم أنه يتحقق فقط عند ظهور التداعيل ؟
- 5-9 في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الزمني مصمم حديثاً بالاعتماد على نوعية الصوت المقبولة تكون النسبة  $C/I$  المطلوبة 14 ديسيبل وعرض نطاق القناة 30 ك هـ يشقى زمن . ماهي السعة الراديوية لهذا النظام ؟
- 6-9 في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز تبلغ النسبة المطلوبة  $\frac{E_b}{N_0} = 7$  ديسيبل وربح العملية 22 ديسيبل . إذا لم يتواجد ضبط قدرة أمامي فكم تكون أفضى المحادثات المتوفرة ؟

- 7-9 قارن بين السعات الراديوية لنظامين يشغل كل منهما النطاق نفسه يطلب من أحدهما نسبة  $\frac{C}{I} \geq 22$  ديسيبل وعرض نطاق قناة 16 ك هـ ومن الآخر نسبة  $\frac{C}{I} \geq 15$  ديسيبل وعرض نطاق قناة 35 ك هـ.
- 8-9 يستخدم نطاق 1.23 م هـ لنظام ثنائي بأفضى 30 ك هـ و  $(C/I)_r \geq 18$  ديسيبل ويستلزم النطاق نفسه لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز مع  $\frac{E_b}{N_0} \geq 8$  ديسيبل وربح عملية 22 ديسيبل . ضبط القدرة الأمامي في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز غير مطبق، إذا استخدم كل من النظامين الخلايا ذات القطاعات الثلاثة فما هي نسبة السعات الراديوية لهذين النظامين ؟

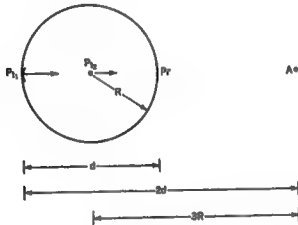


9-9 إذا كان امتداد وقت الانتشار في بيئة ما كبيراً جداً، لنقل  $A$  تساوي 30 ميكرو ثانية ، عرض نطاق الإشارة ضيقة النطاق  $B = 30 \text{ kHz}$  فهل لامتزال فروع تنوع النطاق العريض الفعالة المقربة في المعادلة 9-3-15 قابلة للتطبيق ؟ ما هو شرط تحقق المعادلة 9-3-15 ؟

9-10 هل تزداد فرعات التنوع الفعالة في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم الرمزي في مناطق المدن أكثر منها في مناطق الضواحي ؟

## الفصل العاشر :

- 1-10 ماهو الفرق بين نظام الخلية الصغيرة التقليدي ونظام الخلية الصغيرة الجديد ؟
- 2-10 يتألف نظام الخلية الصغيرة الجديد من ثلاث مناطق. بالاستناد الى حل ناخب المنطقة متساوية الاتجاهات المبين في الشكل 2-10 أوجد النسبة  $C/I$  في النظام .
- 3-10 لماذا يمكن تحسين كل من نوعية الصوت ومعامل إعادة استخدام التردد في الوقت نفسه في نظام الخلية الصغيرة الجديد ؟
- 4-10 لماذا يكون نظام الخلية الصغيرة ملائماً للوحدات المتنقلة ؟
- 5-10 ماهو نظام تسليم إشارة الخلية الصغيرة ؟
- 6-10 في حل ناخب المنطقة محرزة الطرف المبين في الشكل 3-10 أوجد النسبة  $C/I$  في النظام .
- 7-10 هل تُقيد السعة الراديوية إذا كانت سعة التوصيل الاجمالية محدودة؟ هل يتحدد نظام الخلية الصغيرة الجديد؟
- 8-10 تستقبل شدة الإشارة  $P_r$  من موقع منطقة محرزة الطرف  $P_t$  عند حد المنطقة على مسافة  $d$  . إذا حل مكان هذا الموقع موقع منطقة متساوية الاتجاهات ، نصف قطر المنطقة  $R = d/2$  ، واستقبلت شدة الإشارة  $P_r$  نفسها عند الحد  $R$  فما العلاقة بين  $P_t$  و  $P_r$  ؟ عند النقطة التي تبعد  $2d$  عن  $P_t$  و  $3R$  عن  $P_t$  . أي من الموقعين  $P_t$  أو  $P_r$  سيتدخل أكثر من الآخر ؟ (انظر الشكل س10-1) .



الشكل س10-1

9-10 لماذا يمكن القول أن نظام الخلية الصغرية الجديد شفاف بالنسبة لأية تجهيزات موقع خلية ؟  
10-10 أعطيت 60 قناة خصصت إما لنظام خلية صغرية أو لنظام خلية عامة ، احسب السمات الراديوية لكل النظامين بما فيها مردود التوصيل .

#### الفصل الحادي عشر :

- 1-11 لاثام عمادته هاتمية خلوية يطلب أربعة ترددات . إذا كانت الترددات الأربعة تعمل في بيئة عفوت انتقالي لماذا لا يتأثر أداء المحادثة في الوحدات المتنقلة ولكن يتأثر أداء المحادثة في الوحدات المحمولة ؟
- 2-11 لنفرض أن جميع أفنية الترددات الأربعة لها متوسط القدرة نفسه عند استقبالها في الوحدة المحمولة. تبلغ النسبة المئوية لأحد الأفنية فوق سوية العتبة وهي 10- ديسبل (10 ديسبل تحت سوية متوسط القدرة) حوالي 90٪ . ماهي النسبة المئوية إذا كانت جميع الأفنية الأربعة المستقلة فوق العتبة ؟
- 3-11 هل يمكن استخدام التغطية الأرضية للوحدة المحمولة لتصميم نظام وحدة محمولة ؟ كيف ترسم التغطية بالأبعاد الثلاثة لنظام وحدة محمولة ؟
- 4-11 يختلف نفاذ الإشارة في الأبنية باختلاف المدن ، لماذا ؟
- 5-11 يمكن لاتصالات جو-أرض أن تستخدم الأفنية وحيدة النطاق لكن اتصالات أرض-وحدات متنقلة لا يمكنها ذلك، لماذا؟
- 6-11 إذا كان ارتفاع برج هوائي 200 م وارتفاع هوائي وحدة متنقلة 3 م فكم يبلغ الأفق الراديوي ؟
- 7-11 في نظام اتصالات سائل يستخدم سائلاً مستقراً بالنسبة للأرض عند منطقة غصط عرض عالي (بعيدة عن غصط الاستواء) بين أن الإشارة المستقبلية من اتجاه الساتل أقوى من الإشارة المستقبلية من اتجاه شارع متعامد .
- 8-11 في نظام سائل مستقر بالنسبة للأرض، ماهي علاقة مدار الساتل بالنسبة للأرض؟
- 9-11 ماهو زمن التأخير لاستجابة سائل مستقر بالنسبة للأرض بعد أن يرسل إشارة الى الساتل ؟
- 10-11 ماهو ارتفاع سائل يُرى في السماء مرتين في اليوم وماهو زمن تأخر الاستجابة بعد ارسال إشارة الى الساتل ؟

## مسرد المصطلحات

### A

Abscissa	احداثي أفقي (احداثي السينات)
Adaptability	تَكْيُفِيَّة
Allowance	سماح
Amplitude	اتساع
Analòg	تمثلي
Array	صفيف
Assignment	تخصيص
Attenuation	توهين (تخامد)

### B

Band	نطاق
Baseband	نطاق أساسي
Bias	التحياز
Binary	ثنائي
Bit	بت
Block	كتلة - سد - عدم النفاذ
Block probability	احتمالية عدم النفاذ
Broadside	مستعرض - عرضي - جانبي - عريض
Buffer	حائل - وسيط
Buffer store	مخزن حائل

Burst	رشفة
Burst error	أخطاء الرشق
<b>C</b>	
Cell	خلية
Cellular	خلوي
Cellular concept	المفهوم الخلوي
Code	رمز - شفرة
Chip	جذابة - رقاقة - شريحة
Coded	مرمّز - مشفّر
Coder	مرمّز - مشفّر
Coding	ترميز - تشفير
Coherence	تماسك
Coherence band	نطاق التماسك
Coherence band width	عرض نطاق التماسك
Coherent	متماسك
Combiner	مضخم - مجمع
Combining	ضم - جمع
Components	مركبة - مركبات
Configuration	تشكيلة
Contour	كثاف - ج أكفة
Conversion	تحويل
Correlation	ارتباط

Correlator	رابط
Coupler	قارن
Coupling	اقتران
Criterion	معيـار
Crossing	تقاطع
Cross product	جدااء متجهي - ضرب نصالي
Crosstalk	لغظ

## D

Data	منطيات - بيانات
Decade	عقد
Delay	تأخر
Delay spread	تمديد التأخر - وقت الانتشار
Despread	فك النشر
Detect	يكشف
Detection	كشف
Detector	مكشاف
Diffuse	ينتثر
Diffused Reflected wave	موجة منمكسة انتثاراً
Digit	رقم
Digital	رقمي
Digitize	يُرقِّم
Digitized	مُرقَّم

Digitizing, Digitization	رَقْمَنَه
Dipole	ثنائي الأقطاب
Dispersion	تشتت
Dispersive	مشتت
Distortion	تشوه
Disturbance	اضطراب
Diversity	تنوع
Duration of fade	مدة (فترة) الخفوت

## E

Efficiency	كفاءة - مردودية
Energy	طاقة
Envelope	غلاف
Environment	بيئة - محيط
Environmental	بيئي - محيطي
Ergodic	ارغودي - صادق التمثيل افواضاً
Equalizer	مُسَوِّي - مُسَوِّ

## F

Fade	خفوت
Fading	خفوت
Field	حقل
Fluctuation	تأرجح - تراوح

Format	نسق
Forword link	وصلة أمامية
Frame	رتل - إطار
Frequency	تردد
Frequency Division	تعدد الارسال بالتقسيم
Multiplexing F.D.M	الترديدي
Frequency hopping	قفز ترددي
Function	تابع - دالة - وظيفة
Functional	وظيفي

## G

Gain	كسب - ربح
Guard-time	وقت الحراسة - زمن الحماية

## H

Hand off	تبديل القناة
Hard	قاسي - صلب - صارم
Hard limiter	محدد صارم
Hardware	عتاد
Humming	همهمة
Hybrid	مجين - قارن هجين

## I

Impedance	ممانعة
-----------	--------



Inline	مباشرة
Input	دخل - مدخل
Interference	تداخل
Interferer	متدخل (مسبب التداخل)
Intermodulation	تعديل بيني - تشكيل بيني
Inter symbol	بين الرموز
Inter- symbol interference	تداخل بين الرموز
Intrinsic	ذاتي - مميز
Intrinsic impedance	مانعة ذاتية/مميزة

## L

Lead	تقدم
Level	سوية - مستوى
Link	وصلة
Lobe	فص
Lag	تخلف - تأخر
Long - term	طويل الاجل
Loss	خسارة

## M

Macro cell	خلية ركسية
Majority-voting	تصويت الغالبية
Man - made	صنعي - اصطناعي
Man-made noise	ضجيج اصطناعي

Mask	حجاب - قناع
Match	يوالم
Matching	موادمة
Mean	متوسط
Merit	جدارة
Merit figuer	رقم الجدارة
Micro cell	خلية صغرىة
Mode	أسلوب
Model	نموذج
Modulation	تعديل - تشكيل

## N

Noise	ضجيج - ضوضاء
Normalization	تَقْيِيس - تَطْبِيع
Normalize	يُقْيِيس - يُطْبِيع
Normalized	مُقْيِيس - مُطْبِيع
Notch	ثلمة

## O

Octave	ضعف
Optimum	أمثل
Output	مخرج - مخرج
Over lapping	تراكب

## P

Parameter	مُعَلِّمة
Parity	تعادلية - تطابق
Path	مسار - مسير
Pattern	نمط - نموذج
Peak	ذروة - قمة
Penetration	اختراق
Performance	أداء
خدمة الاتصالات الشخصية	
Personal communication service	
Power	قدرة
Pointing	تسديد
Procedure	إجراء
Propagation	انتشار
Propagation delay	تأخر الانتشار
Propagation loss	خسارة الانتشار

## R

Range	مدى
Reciprcal	مقلوب - عكسي - تبادلي
Reciprocity	تبادلية
Regular	نظامي
Relay	مرحل
Relaying	ترحيل

Site	موقع
Slot	شق
Soft	لين - مرن
Software	برامج
Spacing	مباعدة
Spatial - domain	المجال الحيزي/الفراغي
Specular reflected wave	موجة منعكسة مرآوياً
Split	شطر - انشطار
Spot beam antenna	هوائي بقعي الاشعاع
Spread	نشر - امتداد
Spread spectrum	طيف ممتد/منتشر
Spurious	هامشي - زائف
Spurious emission	بث هامشي/زائف
Standard	قياسي - مرجعي
Standing wave	موجة مستقرة
Stream	انسياب - دفق
Suppression	كبت
Switch	مبدل
Switching	تبديل
<b>T</b>	
Terrain	تضاريس الأرض
Throughput	إنتاجية - تدفق

Response	استجابة
Reverse link	وصلة عكسية
Root-Mean-Square	جذر متوسط التربيع R.M.S.
Run	تدفق - دفقة

## S

Sample	عينه
Sampled	مُعتان
Sampling	اعتيان
Satellite	ساتل - تابع صناعي
Scale	تدرج - مقياس
Scatter, Scattering	انتثار
Scattered	متناثر
Scatterer	ناثر
Sequence	سلسلة - تتابع
Sectorization	تجزئة
Seperation	فصل
Short-term	قصير الاجل
Selector	ناخب
Signal	اشارة
Signalling	تشوير
Simulcast	البث/الارسال بآن واحد
Single-side-band-modulation	تعديل/تشكيل نطاق جانبي وحيد
S.S.B.M.	

	تعدد الارسال بالتقسيم الزمني
Time division multiplexing T.D.M	
Time delay spread	امتداد وقت الانتشار (نشر التأخير)
Time domain	المجال الزمني
Transient	عابر
Transponder	مرسل مستجيب
Typical	تمثيلي - نوعي

## V

Variance	تغير - تفاوت - تباين
Vector	متجه

## W

Weighting	موازنة - ترجيح
White noise	ضجيج أبيض - ضوضاء بيضاء
Wide band	نطاق عريض

## الفهرس

الصفحة	الفصل الأول
11	1 - محيط الإشارات الراديوية المنقلة
13	1-1- تمثيل الإشارة الراديوية المنقلة
13	1-1-1- وصف محيط الإشارة الراديوية المنقلة
15	1-1-2- تمثيل شدة الحقل
17	1-1-3- تمثيل الإشارة الراديوية المنقلة
17	1-2- أسباب الخسارة في الانتشار
18	1-3- أسباب الخفوت
19	1-3-1- الخفوت طويل الأجل $m(t)$ أو $m(x)^2$
22	1-3-2- الخفوت قصير الأجل $x(t)$ أو $x(x)^2$
28	1-3-3- تصنيف الأتنية
30	1-3-4- تأثير المناخ
32	1-4- مبدأ التعاكسية
33	1-5- تعريف المصطلحات الضرورية وتطبيقاتها
33	1-5-1- المتوسطات
37	1-5-2- دالة الكثافة الإحتمالية (pdf)
24	1-5-3- التوزيع الإحتمالي التراكمي (CPD)
46	1-5-4- معدل تقاطعات المستوي (LCR) ومتوسط دوام الخفوت (adf)
48	1-5-5- الارتباط وطيف القدرة
55	1-5-6- نشر التأخير، عرض نطاق التماسك، التداخل بين الرموز
59	1-5-7- فرة الثقة
60	1-5-8- معدل الإنذار الكاذب ومعدل خطأ الكلمات
62	المراجع

## الفصل الثاني

- 63 2- التنبؤ بحسارة الانتشار
- 65 2-1- فلسفة التنبؤ بحسارة الانتشار
- 65 2-2- الحصول على معطيات مفيدة لحسارة الانتشار من القياسات
- 56 2-2-1- تحديد الطول  $L$
- 67 2-2-2- تحديد عدد العينات المطلوبة للطول  $40\lambda$
- 69 2-2-3- مسار الوحدة المتنقلة والمسار الراديوي
- 72 2-3- التنبؤ فوق أرض منبسطة
- 72 2-3-1- إيجاد نقطة الانعكاس على الأرض
- 73 2-3-2- تصنيف وعورة الأرض
- 77 2-3-3- معامل انعكاس الموجة الأرضية
- 78 2-3-4- نماذج للتنبؤ عن حسارة مسار الانتشار
- 78 2-3-5- النموذج النظري لحسارة المسار
- 78 2-3-6- نموذج التنبؤ بحسارة من منطقة إلى منطقة
- 89 2-3-7- نموذج أو كومورا وغيره
- 91 2-3-8- العلاقة العامة لحسارة المسار في بيئات مختلفة
- 93 2-4- التنبؤ من نقطة إلى نقطة (تنبؤ بحسارة المسار فوق منطقة هضبية)
- 93 2-4-1- التنبؤ من نقطة إلى نقطة في شروط غير معيقة
- 103 2-4-2- التنبؤ من نقطة إلى نقطة في بيئة معيقة - حسارة الظل
- 105 2-5- العوامل الأخرى
- 107 2-5-1- أثر النباتات
- 810 2-5-2- اتجاه الشارع والأثر القنوي
- 109 2-5-3- تأثير النفق والممر الأرضي
- 110 2-6- فائدة التنبؤ من نقطة إلى نقطة



- 112 7-2- نموذج تنبؤ الحفلة الصغيرة  
118 المراجع

### الفصل الثالث

- 123 3- حساب الحفوتات وطرق تقليلها  
125 3-1- حفوت الاتساع  
125 3-1-1- معدلات تقاطع المستوى  
130 3-1-2- متوسط فترة الحفوت  
132 3-1-3- توزيع فترات الحفوت  
134 3-1-4- ارتباط الغلاف بين هوائيين قريبين من بعضهما على وحدة متنقلة  
135 3-1-5- طيف القدرة  
138 3-2- التعديل الردي المشوائي والتعديل الردي  
138 3-2-1- الطور المشوائي  $\psi_r(t)$   
139 3-2-2- التعديل الردي المشوائي  $\psi_r(t)$   
141 3-3- الحفوت الانتقائي والتعديل الردي المشوائي الانتقائي  
141 3-3-1- الحفوت الانتقائي  
142 3-3-2- التعديل الردي المشوائي الانتقائي  
142 3-4- أنظمة التنوع  
143 3-4-1- التنوع الموسع (ينطبق على هوائيات منفصلة)  
144 3-4-2- التنوع الدقيق (ينطبق على هوائيات متقاربة في نفس الموقع)  
146 3-5- تقنيات الضم  
146 3-5-1- تقنيات الضم في أنظمة التنوع  
151 3-5-2- تقنيات الضم لتقليل الطور المشوائي  
153 3-6- معدل خطأ البتات ومعدل خطأ الكلمات في بيئة الحفوت  
153 3-6-1- في بيئة ضجيج غوص

154	3-6-2- في بيئة عفوت رأيلي
157	3-6-3- تنوع الارسال لتقليل الخطأ
160	3-6-4- معدل خطأ البتات الأصغر (غير القابل للتقليل)
160	3-6-5- معدل خطأ البتات الاجمالي
163	3-7- حساب شدة الإشارة فوق سوية محددة في (علية وحدة متنقلة مستقرة)
166	3-8- تعديل نطاق جانبي وحيد
170	المراجع

#### الفصل الرابع

171	4- تداخل الراديو المتقل
173	4-1- بيئة محدودة الضجيج ومحدودة التداخل
173	4-1-1- بيئة محدودة الضجيج
173	4-1-2- بيئة محدودة التداخل
173	4-2- تداخل القناة الواحدة والقناة المجاورة
173	4-2-1- تداخل القناة الواحدة
175	4-2-2- تداخل القناة المجاورة
179	4-3- التعديل البيئي
179	4-3-1- من تحليل مضخم قدرة
183	4-3-2- من تحليل محدد صلب (صارم)
186	4-4- نسبة إشارة الطرف القريب الى الطرف البعيد
189	4-5- التداخل بين الرموز
190	4-6- تداخل البث بآن واحد
192	4-7- انصاف اقطار النواثر المحلية
195	المراجع

## الفصل الخامس

- 197 5- خطط الردودات ومخططاتها المرافقة
- 199 5-1- مخططات الاقنية المخصصة واعادة استخدام الردودات
- 199 5-1-1- مخططات الاقنية المخصصة
- 201 5-1-2- اعادة استخدام الردودات
- 202 5-2- تعدد الارسال بالتقسيم الرددي (F D M)
- 203 5-2-1- كبت اشارة تعدد الارسال بالتقسيم الرددي
- 205 5-2-2- تشوه اشارة تعدد الارسال بالتقسيم الرددي
- 210 5-3- تعدد الارسال بالتقسيم الزمني (T D M)
- 211 5-3-1- غازون تعدد الارسال بالتقسيم الزمني
- 211 5-3-2- زمن الحيطه في تعدد الارسال بالتقسيم الزمني
- 213 5-3-3- معدل البتات ومعدل الأرتال
- 213 5-3-4- كفاءة نظام تعدد الارسال بالتقسيم الزمني
- 215 5-4- الطيف المنشور والقفز الرددي
- 215 5-4-1- الطيف المنشور
- 218 5-4-2- انظمة القفز الرددي
- 224 5-5- المفهوم الخلوي
- 224 5-5-1- إعادة استخدام الورد والفاصل الخلوي
- 226 5-5-2- تبديل القناة
- 227 5-5-3- انقسام الخلية وتخفيض القدرة
- 228 5-5-4- تخفيض نسبة تداخل الطرف القريب الى الطرف البعيد
- 231 5-6- المردود الطيفي والمخطط الخلوية
- 231 5-6-1- أنظمة عرض نطاق القناة المتعدد
- 238 5-6-2- خطة الانحراف بثلاث القناة

240	5-6-3- تطبيق على نظام مختلط
242	المراجع

## الفصل السادس

243	6- معلومات التصميم في محطة القاعدة
245	6-1- مواقع الهوائيات
247	6-2- مبادئ الهوائيات وارتفاعها
249	6-2-1- الاعتماد على توجيه الهوائي
249	6-2-2- الاعتماد على ارتفاع / فاصل الهوائي
254	6-2-3- الاعتماد على التردد
254	6-3- تشكيلات الهوائيات
254	6-3-1- الهوائيات الموجهة
255	6-3-2- تشكيلة الهوائي المائل
258	6-3-3- تشكيلة هوائيات التنوع
259	6-4- تعليقات على الفصل السابق
263	6-3-5- الاعتبارات الفيزيائية في الفصل الأفقي
265	6-4- بيئة الضجيج
265	6-4-1- ضجيج محرك الآلية
267	6-4-2- ضجيج خطوط الطاقة والضجيج الصناعي
269	6-5- تحويلات القدرة وشدة الحقل
270	6-5-1- التحويل بين dBm و dBm في تقديم القدرة
272	6-5-2- العلاقة بين شدة الحقل والقدرة المستقبلية
273	6-5-3- علاقة تحويل بسيطة
275	المراجع

## الفصل السابع

- 277 7- معلومات التصميم في الوحدة المتنقلة
- 279 7-1- ارتفاعات الهوائيات والمباعدة بينها
- 285 7-2- الوحدة المتنقلة في حالة الاستقرار والحركة
- 283 7-3- العينات المستقلة ومعدل الاعتيان
- 284 7-4- الهوائيات الموجهة مقابل مخططات التنوع
- 284 7-4-1- الهوائيات الموجهة
- 287 7-4-2- مخططات التنوع للوحدات المتنقلة
- 288 7-4-3- الفرق بين صنف الهوائي الموجه ومخططات التنوع الفراغي
- 290 7-5- اعتمادية الردد واستقلاليته
- 290 7-5-1- اعتمادية الردد العامل على التنوع الفراغي
- 290 7-5-2- استقلالية الردد العامل عن التنوع الوددي
- 292 7-6- بيئة الضجيج
- 296 7-7- توصيلات الهوائي وتوضعة على الوحدة المتنقلة
- 296 7-7-1- موازنة الممانعة عند وصلة الهوائي
- 299 7-7-2- موضع الهوائي على جسم العربة
- 300 7-7-3- التركيب العمودي
- 300 7-8- هوائيات تنوع مكونات الحقل
- 301 7-8-1- هوائيات كثافة الطاقة
- 302 7-8-2- هوائيات تنوع الإشارات غير المربطة
- 304 المراجع

## الفصل الثامن

- 305 8- التشوير وبلوغ القناة
- 307 8-1- معايير تصميم التشوير

307	8-2- معدل التنبية الخاطئ
308	8-3- معدل خطأ الكلمات
309	8-3-1- في بيئة غوص
313	8-3-2- في بيئة رايلي
313	8-3-3- حالة خفوت سريع في بيئة خفوت رايلي
320	8-3-4- حالة خفوت بطيء في بيئة خفوت رايلي
321	8-3-5- مقارنة بين حالة خفوت بطيء وحالة خفوت سريع
322	8-4- تخصيص القنوات
322	8-4-1- تخصيص القناة الواحدة
326	8-4-2- تخصيص القناة ضمن خلية
326	8-4-3- المشاركة بالقناة
329	جدولي إيرلنغ B , C
345	8-4-4- استعارة القناة
346	8-5- اعتبارات سعة التبديل
347	المراجع

## الفصل التاسع

349	9- تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري) في النظام الخلوي Cellular CDMA
351	9-1- لماذا تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري)
351	9-2- انتشار الموجة الضيقة النطاق
	9-2-1 - حسارة المسار الإضافية لانتشار موجة مستمرة (ضيقة النطاق)
353	في بيئة راديو متنقل
354	9-2-2- خصائص خفوت تعدد المسارات
355	9-2-3- امتداد وقت الانتشار
356	9-3- انتشار إشارة عريضة النطاق

- 357 9-3-1 حصاره مسار اشارة عريضة النطاق في بيئة راديو متنقل
- 360 9-3-2 خفوت الإشارة عريضة النطاق
- 361 9-4-العناصر الرئيسة في تصميم النظام الخلوي
- 363 9-5- تقنيات التمديد (النشر) في التعديل
- 363 9-5-1- تقنيات الطيف المنشور
- 364 9-5-2- القفز الزمني - تقنية تمديد الزمن (الزمن للنشور)
- 364 9-6- وصف التعديل بالتتابع المباشر
- 364 9-6-1- التقنية الأساسية للتتابع المباشر (DS)
- 366 9-6-2- مولد الشيفرة شبه الضخجية
- 368 9-6-3- تخفيض التداخل بإشارة تتابع مباشر (DS)
- 368 7-7- ساعات خطط تعدد المنافذ
- 370 9-7-1- سعة النظام الخلوي بالتقسيم الوددي والتقسيم الزمني
- 371 9-7-2- السعة الراديوية للنظام الخلوي بالتقسيم المرمز (الشفري)
- 374 9-7-3- خطة ضبط القدرة في نظام متعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري)
- 378 9-7-4- مقارنة بين الحالات المختلفة لتعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري)
- 9-8- تخفيض نسبة التداخل القريب إلى البعيد في نظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري)
- 378
- 9-9- الميزات الطبيعية لنظام تعدد المنافذ بالتقسيم المرمز (الشفري)
- 382
- 385 المراجع

## الفصل العاشر

- 387 10- أنظمة الخلايا الصغيرة
- 389 10-1- تصميم نظام خلوي تقليدي
- 392 10-2- وصف لتصميم نظام خلوي صغري جديد
- 392 10-2-1- الإشارة الآتية من الوحدة المتنقلة

392	10-2-2- الإشارة الآتية من موقع القاعدة
395	10-3- تحليل السعة ونوعية الصوت
395	10-3-1- حل ناعب المنطقة متساوية الإتجاهات
399	10-3-2- حل ناعب المنطقة محرضة الطرف
400	10-3-3- حل المنطقة محرضة من الطرف بدون انتقاء
401	10-3-4- خلاصة
401	10-4- خفض عدد التهديدات
401	10-5- سعة النظام
403	10-6- مزايا الخلية الصغيرة
404	المراجع

## الفصل الحادي عشر

405	11- الأنظمة الأخرى ذات العلاقة
407	11-1- خدمة الاتصالات الشخصية (PCS)
407	11-1-1- متطلبات خدمة الاتصالات الشخصية (PCS)
410	11-1-2- بيئة خدمة الاتصالات الشخصية
412	11-1-3- بعض الاهتمامات
413	11-2- أنظمة الهاتف المحمول
414	11-2-1- خسارة مسار الانتشار
417	11-2-2- تأثير جسم الانسان
418	11-2-3- الظاهرة الراديوية في الوحدات المحمولة
423	11-2-4- اعتبارات ضبط النظام
424	11-3- اتصالات جو/أرض
424	11-3-1- خسارة مسار الانتشار
425	11-3-2- فاصل القناة الواحدة



429	11-3-3- اعتبارات تصنيف الارتفاعات في مناطق ارتفاعات
430	11-3-4- خطة تخصيص الرود وضبط القدرة
433	11-4- أنظمة الاتصالات المتنقلة الأرضية - سواتل
433	11-4-1- حسارة مسار الانتشار
437	11-4-2- الضجيج
438	11-4-3- الخفوت
442	11-4-4- تطبيقات
442	المراجع
443	مسائل
458	مسرود المصطلحات
469	الفهرس







Bibliotheca Alexandrina



0647659

السعر 20 \$ U.S أو ما يعادلها